

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日 2 0 0 3 年 2 月 2 1 日
Date of Application:

出 願 番 号 特 願 2 0 0 3 - 0 4 4 5 1 9
Application Number:
[ST. 10/C]: [J P 2 0 0 3 - 0 4 4 5 1 9]

出 願 人 富 士 通 株 式 有 限 公 司
Applicant(s):

2 0 0 3 年 7 月 3 1 日

特 許 庁 長 官
Commissioner,
Japan Patent Office

今 井 康 夫



出 証 番 号 出 証 特 2 0 0 3 - 3 0 6 1 0 2 3

【書類名】 特許願

【整理番号】 0253784

【提出日】 平成15年 2月21日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04B 7/216

【発明の名称】 O F D M伝送方式における受信装置

【請求項の数】 10

【発明者】

 【住所又は居所】 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内

 【氏名】 吉田 誠

【特許出願人】

 【識別番号】 000005223

 【氏名又は名称】 富士通株式会社

【代理人】

 【識別番号】 100084711

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 斉藤 千幹

 【電話番号】 043-271-8176

【先の出願に基づく優先権主張】

 【出願番号】 特願2002-324952

 【出願日】 平成14年11月 8日

【手数料の表示】

 【予納台帳番号】 015222

 【納付金額】 21,000円

【その他】 国等の委託研究の成果に係る特許出願（平成14年度通信・放送機構「移動通信システムにおける高度無線信号処理技術の研究開発」委託研究、産業活力再生特別措置法第30条の適用を受けるもの）

【提出物件の目録】**【物件名】** 明細書 1**【物件名】** 図面 1**【物件名】** 要約書 1**【包括委任状番号】** 9704946**【プルーフの要否】** 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 OFDM伝送方式における受信装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 IFFT処理して得られる信号にガードインターバルを付加して送信された信号を受信する直交周波数分割多重（OFDM）伝送方式における受信装置において、

既知シンボルに付加するガードインターバル長を、データシンボルに付加するガードインターバル長より大きくして送信されてきた信号を受信する受信部、

該受信信号と既知信号との相関を演算することによりデータシンボルのガードインターバル以上の遅延を有する遅延波の遅延プロファイルを測定する遅延プロファイル測定部、

を備えたことを特徴とするOFDM伝送方式における受信装置。

【請求項 2】 IFFT処理して得られる信号にガードインターバルを付加して送信された信号を受信する直交周波数分割多重（OFDM）伝送方式における受信装置において、

データシンボルのガードインターバル以上の遅延を有する遅延波の遅延プロファイルを測定する遅延プロファイル測定部、

前記遅延プロファイルより前記ガードインターバル以上の遅延時間部分をシンボル間干渉部分（ISI部分）として検出し、該ISI部分に応じたISIレプリカを発生するISIレプリカ生成部、

受信信号より該ISIレプリカを減算する減算部、

減算結果にFFT処理を施してデータを復調するデータ復調部、

を備えたことを特徴とするOFDM伝送方式における受信装置。

【請求項 3】 IFFT処理して得られる信号にガードインターバルを付加して送信された信号を受信する直交周波数分割多重（OFDM）伝送方式における受信装置において、

データシンボルのガードインターバル以上の遅延を有する遅延波の遅延プロファイルを測定する遅延プロファイル測定部、

前記遅延プロファイルより前記ガードインターバル以上の遅延時間部分をシン

ボル間干渉部分（ISI部分）として検出し、該ISI部分に応じたISIレプリカを発生するISIレプリカ生成部、

受信信号より該ISIレプリカを減算する減算部、

該減算出力にFFT処理を施し、チャネル補償後の復調結果にIFFT処理を施して復調信号復元レプリカ（復元レプリカ）を生成する手段、

該復元レプリカを、前記減算出力の前記ISIレプリカ削減部分に挿入する手段、

前記挿入結果にFFT処理を施してデータを復調するデータ復調部、

を備えたことを特徴とするOFDM伝送方式における受信装置。

【請求項 4】 アンテナダイバーシチ構成としたとき、それぞれのブランチにおけるISI部分の影響度を検出し、ISI部分の影響が小さいブランチを決定する手段、

ISI部分の影響が小さいブランチの復調信号復元レプリカを選択する手段、

を備え、各ブランチは該選択された復調信号復元レプリカを使用する、

ことを特徴とする請求項3記載のOFDM伝送方式における受信装置。

【請求項 5】 IFFT処理して得られる信号にガードインターバルを付加して送信された信号を受信する直交周波数分割多重（OFDM）伝送方式におけるダイバーシチ受信装置において、

データシンボルのガードインターバル以上の遅延を有する遅延波の遅延プロファイルを測定する遅延プロファイル測定部、

前記遅延プロファイルより前記ガードインターバル以上の遅延時間部分をシンボル間干渉部分（ISI部分）として検出し、該ISI部分に応じた前シンボルの時間波形部分を前記ISIレプリカとして発生するISIレプリカ生成部、

受信信号より該ISIレプリカを減算する減算部、

該減算出力にFFT処理を施し、チャネル補償するFFT/チャネル補償手段、

復元レプリカ生成手段から出力する復調信号復元レプリカ（復元レプリカ）を、前記減算出力の前記ISIレプリカ削減部分に挿入する手段、

前記挿入結果にFFT処理を施してデータを復調するデータ復調部、

をブランチ毎に設け、更に、

各ブランチの前記FFT/チャネル補償手段から出力する信号をキャリア毎に最大

比合成あるいは選択合成し、各キャリアの合成信号にIFFT処理を施して前記復元レプリカを生成する復元レプリカ生成手段、

各ブランチの前記データ復調部の復調信号をキャリア毎に最大比合成あるいは選択合成して出力する選択／合成部、

を備えたことを特徴とするOFDM伝送方式における受信装置。

【請求項 6】 IFFT処理して得られる信号にガードインターバルを付加して送信された信号を受信する直交周波数分割多重（OFDM）伝送方式における受信装置において、

データシンボルのガードインターバル以上の遅延を有する遅延波の遅延プロファイルを測定する遅延プロファイル測定部、

前記遅延プロファイルより前記ガードインターバル以上の遅延時間部分をシンボル間干渉部分（ISI部分）として検出し、該ISI部分に応じたISIレプリカを発生するISIレプリカ生成部、

受信信号より該ISIレプリカを減算する減算部、

該減算出力の前記ISI部分に零を挿入する手段、

該減算出力にFFT処理を施し、チャネル補償後の復調結果にIFFT処理を施して復調信号復元レプリカ（復元レプリカ）を生成する手段、

該復元レプリカを、前記零挿入手段から出力される信号の前記零挿入されたISI部分に加算する手段、

前記加算結果にFFT処理を施してデータを復調するデータ復調部、

を備えたことを特徴とするOFDM伝送方式における受信装置。

【請求項 7】 前記IFFT処理を施して復元レプリカを生成する手段、該復元レプリカを、前記零挿入手段で零挿入されたISI部分に加算する手段、前記加算結果にFFT処理を施す手段、

を多段に備えたことを特徴とする請求項 6 記載の受信装置。

【請求項 8】 IFFT処理して得られる信号に所定長のガードインターバルを付加して送信された信号を受信して復調する直交周波数分割多重（OFDM）伝送方式における受信装置において、

受信信号と既知信号との相関を演算する演算部、

閾値以上の相関値を用いて、ガードインターバル長以上の遅延波が発生しているか検出する手段、

ガードインターバル長以上の遅延波が発生している場合には、閾値以下の相関値を"0"にして遅延プロファイルを出力する手段、

前記遅延プロファイルよりガードインターバル長以上の遅延時間部分を符号間干渉部分 (ISI 部分) として検出し、該 ISI 部分に応じた ISI レプリカを発生する ISI レプリカ生成部、

受信信号より該 ISI レプリカを減算する減算部、

減算結果に FFT 処理を施してデータを復調するデータ復調部、

を備えたことを特徴とする OFDM 伝送方式における受信装置。

【請求項 9】 IFFT 処理して得られる信号に所定長のガードインターバルを付加して送信された信号を受信して復調する直交周波数分割多重 (OFDM) 伝送方式における受信装置において、

受信信号と既知信号との相関を演算する演算部、

閾値以上の相関値を用いて、ガードインターバル長以上の遅延波が発生しているか検出する手段、

ガードインターバル長以上の遅延波が発生している場合には、閾値以下の相関値を"0"にして遅延プロファイルを出力する手段、

前記遅延プロファイルよりガードインターバル長以上の遅延時間部分をシンボル間干渉部分 (ISI 部分) として検出し、該 ISI 部分に応じた ISI レプリカを発生する ISI レプリカ生成部、

受信信号より該 ISI レプリカを減算する減算部、

減算出力に FFT 処理を施し、チャネル補償後の復調結果に IFFT 処理を施して復調信号復元レプリカを生成する手段、

該復調信号復元レプリカを、前記減算出力の前記 ISI レプリカ削減部分に挿入する手段、

前記挿入結果に FFT 処理を施してデータを復調するデータ復調部、

を備えたことを特徴とする OFDM 伝送方式における受信装置。

【請求項 10】 IFFT 処理して得られる信号に所定長のガードインターバル

を付加して送信された信号を受信して復調する直交周波数分割多重（OFDM）伝送方式における受信装置において、

受信信号と既知信号との相関を演算して遅延プロファイルを出力する手段、

前記遅延プロファイルよりガードインターバル長以上の遅延時間部分をシンボル間干渉部分（ISI部分）として検出し、該ISI部分に応じた受信信号部分の波形を整形する波形整形部、

該波形整形部の出力信号にFFT処理、チャネル補償を施し、該チャネル補償後の信号にIFFT処理を施して復調信号復元レプリカを生成する手段、

該復調信号復元レプリカを、前記受信信号に加算する手段、

前記加算結果にFFT処理を施してデータを復調するデータ復調部、

を備えたことを特徴とするOFDM伝送方式における受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】

本発明は、IFFT（逆フーリエ変換）処理して得られる信号にガードインターバルを付加して送信された信号を受信する直交周波数分割多重（OFDM）伝送方式における受信装置に係わり、特に、ガードインターバル以上の遅延波が発生してもシンボル間干渉やキャリア間干渉を減少して良好な受信が可能なOFDM伝送方式における受信装置に関する。

【0 0 0 2】

【従来の技術】

広帯域無線通信においては、マルチパス環境による周波数選択性フェージングが発生する。このため、伝送帯域幅を周波数選択性フェージングが生じないような狭帯域（サブキャリア）に分割し並列伝送するマルチキャリア変調方式が有用となる。現在、デジタルTV／音声放送（日本、欧州）や無線LAN（IEEE802.11a）などの規格がマルチキャリア変調方式の一種である直交周波数分割多重（OFDM）伝送方式をベースとして標準化されている。また、次世代移動通信システムにおいてもOFDMベースの変調方式が提案されている

【0 0 0 3】

図48の(a)はマルチキャリア伝送方式の説明図であり、シリアルパラレル変換部1は直列データを並列データに変換し、各ローパスフィルタ2a～2dを介して直交変調部3a～3dに入力する。図では4シンボルS1～S4よりなる並列データに変換する。各シンボルは同相成分(In-Phase成分)及び直交成分(Quadrature成分)を含んでいる。直交変調部3a～3dは各シンボルを図48(b)に示す周波数 $f_1 \sim f_4$ を有するサブキャリアで直交変調し、合成部4は各直交変調信号を合成し、図示しない送信部は合成信号を高周波数信号にアップコンバージョンして送信する。マルチキャリア伝送方式では、サブキャリア間の直交性を満足するために、スペクトルが重ならないように図48(b)に示すように周波数が配置される。図48においてシリアルパラレル変換部1は直列データを4シンボルの並列データに変換したが、実際には例えば $N=512$ あるいは1024個の並列データに変換し、 N 個のサブキャリアでマルチキャリア伝送する。

【0004】

直交周波数分割多重(OFDM)伝送方式では、マルチキャリア伝送の n 番目のサブキャリアによって伝送される変調波帯域信号と $(n+1)$ 番目のサブキャリアによって伝送される変調波帯域信号の相関が零となるように周波数間隔が配置される。図49(a)はOFDM伝送方式による送信装置の構成図であり、シリアルパラレル変換部5は直列データを M 個のシンボル($I+jQ$, 複素数)よりなる並列データに変換する。IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)6は M 個のシンボルを図49(b)に示す間隔の周波数を有するサブキャリアで伝送するものとして周波数データに逆離散フーリエ変換を施して時間データに変換し、ガードインターバル挿入部7でガードインターバルGIを挿入し、実数部、虚数部をローパスフィルタ8a, 8bを通して直交変調部9に入力する。直交変調部9は入力データに直交変調を施し、図示しない送信部で変調信号を高周波数信号にアップコンバージョンして送信する。OFDM伝送方式によれば、図49(b)に示す周波数配置が可能となり周波数利用効率を向上することができる。

【0005】

図50はシリアルパラレル変換説明図であり、1フレームの送信データの前方にパイロットPが時間多重されている。なお、パイロットPは図51に示すよう

にフレーム内で分散することもできる。1フレーム当たり共通パイロットがたとえば $4 \times M$ シンボル、送信データが $28 \times M$ シンボルであるとする、シリアルパラレル変換部5より並列データとして最初の4回までパイロットのMシンボルが出力し、以後、並列データとして28回送信データのMシンボルが出力する。この結果、1フレーム期間においてパイロットを全てのサブキャリアに時間多重して4回伝送でき、受信側で該パイロットと既知のパイロット信号との相関演算を行うことによりサブキャリア毎にチャンネルを推定してチャンネル補償が可能となる。

【0 0 0 6】

図52はガードインターバル挿入説明図である。ガードインターバル挿入とは、M個のサブキャリアサンプル(=1 OFDMシンボル)に応じたIFFT出力信号を1単位とするとき、その先頭部に末尾部分をコピーすることである。ガードインターバルGIを挿入することによりマルチパスによるシンボル間干渉(Inter Symbol Interference: ISI)の影響を無くすることが可能になる。

図53は遅延波による符号間干渉の説明図であり、Aは直接波、Bは遅延波(反射波)である。(a)に示すように遅延波Bの遅れ時間 τ がガードインターバル長 N_{GD} 以下であれば、ウインドウタイミングWにおいて直接波Aのデータシンボル D_0 は遅延波Bの他のデータシンボルと重ならず、シンボル間干渉は発生しない。

しかし、(b)に示すように、遅延波Bの遅れ時間 τ がガードインターバル長 N_{GD} より大きくなると、ウインドウタイミングWにおいて直接波Aのデータシンボル D_0 は遅延波Bの他のデータシンボル D_{-1} と重なり、ISIが発生する。従って、遅延波の最大遅延時間 τ_{MAX} を考慮してISIが生じないようにガードインターバル長 N_{GD} が決められる。

【0 0 0 7】

図54はOFDM伝送方式における受信装置の構成図である。無線受信部11は受信したOFDMキャリア信号に周波数変換処理を施し、直交復調部12は受信信号に直交復調処理を施す。タイミング同期・ガードインターバル除去部13は、受信信号のタイミング同期を取った後、該受信信号よりガードインターバルGIを除去してFFT(Fast Fourier Transform)部14に入力する。FFT部14はFFTウインドウタイミングでFFT演算処理を行って時間領域の信号をM個のサブキャリア信号(サブキャリ

アサンプル) 値 $S_1 \sim S_M$ に変換する。

【0 0 0 8】

チャネル推定部15は送信側で時間多重されたパイロットシンボルを用いてサブキャリア毎にチャネル推定を行い、チャネル補償部16はサブキャリア毎のチャネル推定値 $h_1 \sim h_M$ をFFT出力 $S_1 \sim S_M$ に乗算してフェージングの補償(チャネル補償)を行う。すなわち、チャネル推定部15は、パイロット信号を用いて各サブキャリアのフェージングによる位相の影響 $\exp(j\phi)$ 及び振幅の影響 A を推定し、チャネル補償部16は送信シンボルのサブキャリア信号成分に $\exp(-j\phi)$ 及び $1/A$ を乗算してフェージングを補償する。パラレルシリアル変換部17はチャネル補償部から出力する並列データを直列データに変換し、データ復調部18は送信データを復調する。

【0 0 0 9】

以上のように、OFDMでは、1 OFDMシンボルデータ(以後単にシンボルデータという)にガードインターバルGIを付加し、GIシンボル長以内のマルチパス遅延波が存在してもISIが発生しない。このため、等化を用いず復調できる利点(耐マルチパスフェージング)を有している。

一方、GIシンボル(冗長シンボル)の付加は伝送効率の低下を引き起こす。この伝送効率低下を抑えるためにはOFDMシンボル長を大きくとらねばならず、これは伝送帯域幅一定においてはサブキャリア数 M を増大することになる。よって、マルチキャリア伝送の問題点であるピーク対平均電力比の増大(アンプの非線形歪による特性劣化)やシンボル長増大によるフェージング追従特性の劣化などが生じ、これらとの現実的なトレードオフにおいてサブキャリア数は設計される。

【0 0 1 0】

しかし、実際の伝搬路における遅延波の遅れ時間は非常に変動が大きく、遅延スプレッドを例にしても特に屋外では市街地($0.2 \sim 2.0 \mu s$)や山岳地($10 \sim 20 \mu s$)など、システムとして想定すべきGI長は通常100%の全サービスエリアを補償できない。

この問題点に対して一つの解決策を示しているのが、須山らによる「ガードインターバルを超える遅延プロファイルのマルチパス環境に対するOFDM受信方式」

(信学技報RCS2001-175, 2001-11) である(以降、「従来技術」と呼ぶ)。

【0 0 1 1】

OFDMによる移動無線用信号伝送では、ガードインターバルを超えるマルチパス遅延伝播において伝送特性が著しく劣化する。これは、OFDMシンボル間のISIと同一シンボル内のキャリア間干渉ICIが発生するためである。以上の従来技術は、ISIとICIの両方を抑圧し、伝送特性を改善するために、①ISIの影響を除去する判定帰還形適応等化処理(Decision Feedback Equalization)、②その処理結果からさらにICIの影響を除去して送信信号系列の推定を行う最尤系列推定形適応等化処理(Maximum Likelihood Sequence Estimation(MLSE))、③最尤系列推定における状態数を削減できる窓関数を用いたフーリエ変換処理、④再帰形最小自乗法(Recursive Least Squares)によるチャネル推定処理、から構成されている。

【0 0 1 2】

図 5 5 は従来技術のOFDM受信機の構成図である。

この受信機では、まずチャネル推定用パイロット区間において、FFTウィンドウ部50は受信信号を矩形窓でフーリエ変換し、その出力をチャネル推定器51に入力し、チャネル推定器51はパイロットを使用してチャネル推定を行う。FFTウィンドウ部50はチャネル推定結果に応じて、データ区間の窓関数を変える。すなわち、(1)マルチパス遅延時間差がガードインターバル内の時は、通常の矩形窓関数を用い、(2)ガードインターバルを超える遅延時間差が観測された場合には、データ区間においてハニング窓等の滑らかな窓関数を用いる。

【0 0 1 3】

次に、FFTウィンドウ部50はデータ区間において、窓関数を用いてフーリエ変換を行う。減算部55はフーリエ変換された受信信号からISIレプリカ生成器52によって生成されたISIレプリカを差し引く。この処理は全サブキャリアにわたって一括して行われる。この処理部をまとめて判定帰還形適応等化器とよぶ。

さらに、ISIを取り除いた上記の受信信号は、最尤系列推定形適応等化器(MLSE) 53に入力され、各キャリアの送信信号系列が抽出される。この等化器では、ある時刻におけるシンボルの周波数軸に沿って送信シンボル候補を生成し、生成された複数の候補からICIレプリカ生成器54において受信信号のレプリカを生成する。

受信信号とICIレプリカとの誤差の絶対値二乗が最小になる系列が送信信号系列として出力される。図中、56はは並列直列変換部、57は直列並列変換部、58は演算部、59は二乗部、60は遅延部である。

【特許文献1】

社団法人 電子情報通信学会 信学技報RCS 2001-175 (2001-11)、 p.45-50

【0 0 1 4】

【発明が解決しようとする課題】

従来技術は本発明と同じ課題を持ち、無線LANシステムに適用したシミュレーション結果を提示している。従来技術はガードインターバルを超えた遅延波によるシンボル間干渉(Inter Symbol Interference, ISI)およびキャリア間干渉(Inter Carrier Interference, ICI)を低減させることを目的とし、全処理を周波数領域(つまり受信側FFTの後段)で行うことを特徴としている。また、帯域内全体に広がるICIを抑圧するために受信FFTに時間領域のフィルタリングを行う。さらにはICI除去に対しては最尤系列推定(Maximum Likelihood Sequence Estimation, MLSE)を用いており、キャリア毎に M^2 個(M :変調多値数)の状態を有するビタビ等化器を必要とする。例えばQPSK($M=4$)であれば16状態であり $N=1024$ キャリアの場合、1024個のビタビ等化器を要する。

【0 0 1 5】

また、復調信号がMLSEにより硬判定されてしまうため、誤り訂正(Forward Error Correction, FEC)との併用の際に従来の復調信号であれば得られる軟判定利得が全く得られない。すなわち、BER特性が劣化する。さらには、MLSEは全数検索アルゴリズムであるため、1サブキャリアにおける変調多値数 m の状態数を、観測するキャリアの乗数分(従来技術の場合は2キャリアなので二乗個)用意しなければならない。よって、現在の無線システム(第3世代移動通信、無線LANなど)の大半で採用されている適応変調方式との併用の際には使用する変調多値数の最大値の分だけ状態数を用意しなければならない、またMLSE自体が現変調多値数を認識し、ダイナミックに切り替えなければならない。また、サブキャリア毎に変調方式を切り替えるマルチキャリア適応変調システムではさらに制御が複雑となる。このように従来方式は目的達成のための演算コストが大きい点(特に適応

変調を併用する場合)、また、FECとの併用時の符号化利得の劣化が生じる点で問題が残る。

以上より、本発明の目的は、ガードインターバルを超えた遅延波によるシンボル間干渉ISIおよびキャリア間干渉ICIを低減させることである。

本発明の別の目的は、時間領域において、つまり受信側FFTの前段においてISI/ICIを抑圧処理することにより、サブキャリアの変調多値数に依らず一定の演算量で制御を可能とすること、並びに、符号化利得の獲得を可能とすることである。

。

【0016】

【課題を解決するための手段】

・第1のOFDM伝送方式における受信装置

本発明のOFDM伝送方式における第1の受信装置は、既知シンボル(例えばパイロットシンボル)に付加するガードインターバル長を、データシンボルに付加するガードインターバル長より大きくして信号が送信されてきた場合に適用できる。

すなわち、本発明の第1の受信装置は、①既知シンボルに付加するガードインターバル長を、データシンボルに付加するガードインターバル長より大きくして送信されてきた信号を受信する受信部、②該受信信号と既知信号との相関を演算することによりデータシンボルのガードインターバル以上の遅延を有する遅延波の遅延プロファイルを測定する遅延プロファイル測定部を備えている。

【0017】

そして、第1の受信装置は、更に、③前記遅延プロファイルよりデータのガードインターバル以上の遅延時間部分をシンボル間干渉ISI部分として検出するISI部分検出部、④前記ISI部分に応じた既知シンボルの時間波形部分あるいは前シンボルの時間波形部分をISIレプリカとして発生するISIレプリカ生成部、⑤受信信号より該ISIレプリカを減算する減算部、⑥減算結果にFFT処理を施してデータを復調するデータ復調部、を備えている。

この第1の受信装置によれば、データのガードインターバルを超えた遅延波によるISIを低減させることができ、遅延波の遅延時間がデータのガードインターバルを超えてもBERの増大を抑圧することができる。又、時間領域においてISIを抑圧

処理するため、サブキャリアの変調多値数に依らず一定の演算量で制御可能で、ハードウェア規模を低減することが出来る。

第1の受信装置は、更に、⑦減算出力にFFT処理を施し、チャネル補償後の復調結果にIFFT処理を施して復調信号復元レプリカを生成する手段、⑧該復調信号復元レプリカを、前記減算出力の前記ISIレプリカ削減部分に挿入する手段、を備え、前記データ復調部は前記挿入結果にFFT処理を施してデータを復調する。

この第1の受信装置によれば、時間領域においてISIおよびICIの両方を抑圧処理することができ、遅延波の遅延時間がデータのガードインターバルを超えてもより効果的にBERの増大を抑圧することができる。又、時間領域においてISIおよびICIの両方を抑圧処理するため、キャリアの変調多値数に依らず一定の演算量で制御可能で、ハードウェア規模を低減することが出来る。又、⑦の復調信号復元レプリカ生成手段において、チャネル補償結果に対してシンボルを硬判定し、あるいは所定量子化ビット長で軟判定し、判定結果にIFFT処理を施して復調信号復元レプリカを生成することにより、さらなる特性改善が図られる。

【0 0 1 8】

・第2のOFDM伝送方式における受信装置

本発明の第2の受信装置は、既知シンボル(例えばパイロットシンボル)に付加するガードインターバル長とデータシンボルに付加するガードインターバル長が等しい場合に適用できる。すなわち、本発明の第2の受信装置は、①受信信号と既知信号との相関を演算する演算部、②閾値以上の相関値を用いて、ガードインターバル長以上の遅延波が発生しているか検出する手段、③ガードインターバル長以上の遅延波が発生している場合には、閾値以下の相関値を"0"にして遅延プロファイルを出力する手段、④前記遅延プロファイルよりガードインターバル長以上の遅延時間部分をシンボル間干渉ISI部分として検出するISI部分検出部、⑤前記ISI部分に応じた既知シンボルの時間波形部分あるいは前シンボルの時間波形部分をISIレプリカとして発生するISIレプリカ生成部、⑥受信信号より該ISIレプリカを減算する減算部、⑦減算出力にFFT処理を施してデータを復調するデータ復調部、を備えている。

【0 0 1 9】

第2の受信装置は、更に、⑧減算出力にFFT処理を施し、チャネル補償後の復調結果にIFFT処理を施して復調信号復元レプリカを生成する手段、⑨該復調信号復元レプリカのを、前記減算出力の前記ISIレプリカ削減部分に挿入する手段、を備え、前記データ復調部は、該挿入後の信号にFFT処理を施してデータを復調する。

第2の受信装置によれば、既知シンボル(パイロットシンボル)とデータシンボルのガードインターバル長が同じであっても、第1の受信装置と同様の効果を奏することができる。

【0020】

・第3のOFDM伝送方式における受信装置

本発明の第3の受信装置は、既知シンボル(例えばパイロットシンボル)に付加するガードインターバル長とデータシンボルに付加するガードインターバル長が等しい場合に適用できる。すなわち、本発明の第3の受信装置は、①受信信号と既知信号との相関を演算して遅延プロファイルを出力する手段、②前記遅延プロファイルよりガードインターバル長以上の遅延時間部分をシンボル間干渉部分(ISI部分)として検出し、該ISI部分に応じた受信信号部分の波形を整形する波形整形部、③該波形整形部の出力信号にFFT処理、チャネル補償を施し、該チャネル補償後の信号にIFFT処理を施して復調信号復元レプリカを生成する手段、④該復調信号復元レプリカを、前記受信信号に加算する手段、⑤前記加算結果にFFT処理を施してデータを復調するデータ復調部、を備えている。

第3の受信装置によれば、既知シンボル(パイロットシンボル)とデータシンボルのガードインターバル長が同じであっても、第1の受信装置と同様の効果を奏することができる。又、ISIレプリカを作成する必要がないためハードウェア構成を簡単にできる。

【0021】

【発明の実施の形態】

(A) 伝送フレームフォーマット

図1は本発明のパイロットシンボル(P)とデータシンボル(D_i , $1 \leq i \leq m$)の構成および伝送フレームフォーマットの構成説明図である。

周期的にデータシンボル D_i に挿入されるパイロットシンボルPは、データシン

ボルと異なるガードインターバル長を有している。すなわち、パイロットシンボルPのガードインターバル長は N_{GP} であり、データシンボルのガードインターバル長は N_{GD} であり、 $N_{GP} > N_{GD}$ の関係がある。ただし、有効シンボル長(N_U)はFFTポイント数、すなわち、サブキャリア数で決定されるため同一である。ここでパイロットシンボルPにおけるガードインターバル長 N_{GP} は、図2に示すように想定される最大遅延プロファイル(遅延波の最大遅延時間) $N\tau_{\max}$ 以上とする。これにより、データシンボル D_i のガードインターバル長 N_{GD} 以上の遅延プロファイルが発生して、データシンボルにISIが発生しても、パイロットシンボルにはISIは発生しない。従って、パイロットシンボルを使用することにより正確なチャネル推定および遅延プロファイル測定を行うことが可能となる。また、ここで定義されるデータシンボル D_i のガードインターバル長は $N_{GD} \geq 0$ とし、 $=0$ の場合はガードインターバルなしを意味する。

【0022】

図55の従来技術は、無線LANシステム(IEEE802.11a)で採用されている送信データの先頭(プリアンプル信号)のみ用い、その後はRLS(Recursive Least Squares)アルゴリズムを用いたチャネル推定を行っている。これに対して、本発明はパイロットシンボルPに定期的に可変GI長 N_{GP} を挿入することで従来技術のような収束アルゴリズムを用いずにISIフリーなチャネル推定を実現する。しかし、パイロットシンボルにおける $(N_{GP} - N_{GD})$ サンプルについては、 $N_{GP} = N_{GD}$ の固定GI長システムに対して伝送効率が低減する。よって、全体の伝送効率が従来方式と同一になるように N_{GD} を小さくすることも可能である。

【0023】

(B) 第1実施例

図3は第1実施例のOFDM伝送方式における受信装置の構成図である。なお、以降の実施例でも同様であるが、FFT処理前は時間領域の信号処理が行われ、FFT処理後は周波数領域の処理が行われ、IFFT処理後は時間領域の処理が行われる。第1実施例は、受信側FFT処理前の受信信号(つまり時間波形)を用いたチャネル推定/遅延プロファイル測定を行う場合を示している。

図示しない受信部(図54の無線受信部11、直交復調部12を参照)は、受信信号

をガードインターバル除去部100に入力する。なお、パイロットシンボルPに付加されるガードインターバル長 N_{GP} は、データシンボル D_i に付加されるガードインターバル長 N_{GD} より大きくなっている ($N_{GP} > N_{GD}$)。

【0 0 2 4】

ガードインターバル除去部100はガードインターバルGIを除去してチャネル推定部101及び減算部102に入力する。パイロットシンボルは既知信号であるから、チャネル推定部101のIFFT部101aは既知のパイロットシンボルのサブキャリア成分をIFFTして時間波形（レプリカ）を発生し、相関演算部101bはレプリカと受信したパイロット信号部分との相互相関を計算することで遅延プロファイルを測定する。実際には、相関演算部101bは受信信号のNサンプルを抽出し、レプリカを1サンプルずつシフトさせて相関値を計算し、Nサンプル分の計算を行う。これにより、直接波、遅延波の受信タイミングにおいてピークを有する遅延プロファイルが測定される。

GI超過遅延波検出部103は、チャネル推定部101で測定された遅延プロファイルを入力され、データシンボル D_i のガードインターバル長 N_{GD} を超えた遅延波が観測されたか監視する。そして、図2に示すように遅延波の遅延時間 $N \tau_{max}$ が N_{GD} 以上になると ($N_{GD} < N \tau_{max}$)、ISIレプリカ生成部104は、 N_{GD} を超過した部分(図2の黒部分)に相当するISIレプリカ、すなわち、($N \tau_{max} - N_{GD}$)サンプルに相当するISIレプリカを、パイロットシンボルあるいは前データシンボルを用いて発生する。

【0 0 2 5】

図4はISIレプリカ発生方法の説明図であり、遅延波Bは直接波Aから N_{GD} 以上遅延し、遅延時間 $N \tau_{max}$ は $N_{GD} < N \tau_{max}$ となっている。直接波Aのデータシンボル D_0 は遅延波BのパイロットシンボルPと一部重なり、遅延波BのパイロットシンボルPからISIを受けている。従って、受信信号からこの部分のパイロットシンボルを除去する必要がある。干渉を受けている時間(サンプル数)は $y = (N \tau_{max} - N_{GD})$ である。そこで、ISI生成部104は、このy部分を既知パイロット信号波形から切り取ってISIレプリカとして発生する(図4(d)の斜線部参照)。第1のチャネル補償部105はISIレプリカにチャネル推定値を乗じ、これによりチャネル補償を施して減算

部102に入力する。減算部102は受信信号よりISIレプリカを減算して、図4(e)の左側に示す直接波A、遅延波B(データシンボル D_0)を後段のFFT演算部106に入力する。

【0 0 2 6】

FFT演算部106は入力した受信信号にFFT演算処理を施してサブキャリア毎のデータ要素を発生する。又、FFT演算部107は、チャンネル推定値にFFT演算処理を施して各サブキャリアのチャンネル補償値を発生する。チャンネル補償部108はサブキャリア毎にFFT演算結果にチャンネル補償値を乗算してデータシンボル D_0 を構成するサブキャリア数のデータ要素を復調して出力する。

IFFT演算部109は、チャンネル補償部108から出力するデータシンボル D_0 を構成するサブキャリア数の復調データにIFFT演算を施し、データシンボル D_0 の時間波形信号を出力し、遅延回路110は該時間波形信号を1シンボル時間 T_s だけ遅延してISIレプリカ生成部104に入力する。

【0 0 2 7】

以上と同様に、直接波Aのデータシンボル D_1 (図4参照)は、遅延波Bの前データシンボル D_0 と一部重なり、該遅延波Bのデータシンボル D_0 からISI干渉を受けている。従って、受信信号からこのデータシンボル D_0 の部分を除く必要がある。ISI干渉を受けている時間(サンプル数)は y である。そこで、ISIレプリカ生成部104は、この y 部分を前データシンボル D_0 の時間波形信号から切り取ってISIレプリカとして発生する(図4(d)の斜線部参照)。

第1のチャンネル補償部105はISIレプリカにチャンネル推定値を乗じ、これによりチャンネル補償を施して減算部102に入力する。減算部102は受信信号よりISIレプリカを減算して、図4(e)の右側に示す直接波A、遅延波B(データシンボル D_1)を後段のFFT演算部106に入力する。以後、データシンボル D_0 の場合と同様の処理が行われる。

【0 0 2 8】

以下同様にISIレプリカを発生し、受信信号より削除してFFT処理後、チャンネル補償して各データシンボルを復調して出力する。

図5～図7は後述する実施例を含む各実施例における遅延波位置(遅延時間)に対

するBER特性(シミュレーション結果)である。シミュレーションパラメータは表1に示す。

【0029】

【表1】

シミュレーションパラメータ

キャリア数	N=1024
OFDM 有効シンボル (サンプル)	$N_U=1024$
パイロットシンボル間隔 (シンボル)	14
パイロットシンボル長	固定: $N_{GP}=200(=N_{GD})$ 可変: $N_{GP}=400(=N_{GD} \times 2)$
E_b/N_0	20dB
変調方式	16QAM
復調方式	本発明の各請求項による
伝送路モデル	2パスモデル (時不変) D/U=0dB, 1dB, 3dB 位相差: 33° 固定 遅延波位置: 150-300 サンプル

ここで、パイロットシンボル長「固定」とはデータシンボル長と同じとしており ($N_{GP}=N_{GD}$)、「可変」では $N_{GP}=2N_{GD}$ となる。また、ここではデータシンボルのGI長の1.5倍までの遅延波に対する遅延波位置 (サンプル) 対ビット誤り率 (BER) 特性を示す。遅延波位置が150-200サンプルの場合がGI内遅延波におけるBER特性であり、これに対してGI超過遅延波時のBER特性の劣化がどれだけ抑えられているかが本発明の効果となる。図5-7に各D/U (0dB, 1dB, 3dB) における第1実施例の特性を示す。尚、本発明による受信方式を行っていない場合の特性はA、第1実施例の特性はBである。D/U=0dBを除き、従来のOFDM通信システムよりはBER特性が改善されていることがわかる。D/Uは直接波(希望波)電力Dを遅延波(非希望波)電力Uで割った値である。

【0030】

図8は第1実施例の変形例であり、チャネル推定をFFT後に行った場合であり、FFT前にチャネル推定を行う第1実施例(図2)と同一部分には同一符号を付している。

チャネル推定部101'のIFFT部101cは、FFT106の処理結果にIFFT処理を施して時間波形の受信信号を発生し、相関演算部101dは該受信信号の時間波形と既知のパ

イロットシンボルの時間波形(レプリカ)との相関演算を行って遅延プロファイルを測定する。すなわち、相関演算部101dは受信信号のNサンプルを抽出し、レプリカを1サンプルずつシフトさせて相関値を計算し、Nサンプル分の計算を行う。これにより、直接波、遅延波の受信タイミングにおいてピークを有する遅延プロファイルが測定される。以後、第1実施例と同様の動作が行われる。

以上の説明では、2パス(直接波、遅延波)でISIパスが1パスの場合を示しているが、本発明はISIを発生するパス数に制限はなく、ISIを発生したパス数分のレプリカを計算すればよい。また、除去すべきパス数をその大きさ(電力)や遅延時間の大きさで制限しても構わない。除去すべきパス数は特性と複雑度のトレードオフにより決める。又、図8の変形例は後述する実施例にも適用できる。

【0031】

(C) 第2実施例

図9は第2実施例の受信装置の構成図である。第1実施例はシンボル間干渉ISIのみを抑制したが、第2実施例はシンボル間干渉ISIに加えてキャリア間干渉ICIも同時に抑制する。

図10はキャリア間干渉ICIの抑制原理説明図である。第1実施例ではシンボル間干渉ISIを除去するために(a)に示す遅延波BのISI期間 y の部分を除去して(b)に示す受信信号をFFT処理した。

しかし、遅延波BはISI期間 y の部分で不連続になり、しかも周期波形となっていない。このため、FFT処理により得られる各サブキャリア成分にはキャリア間干渉ICIによる歪が含まれる。かかるキャリア間干渉ICIをなくすには、(c)に点線で示すように、遅延波BのISI期間 y に滑らかに、かつ、周期波形となるように波形を挿入すれば良い。

【0032】

そこで、(d)に示すように、(b)の受信信号をFFT処理し、しかる後、IFFT処理すると(e)に示すように連続信号波形が得られる。この(e)の連続信号波形の末尾 y 期間を切り取って(b)の受信信号の先頭 y 期間に挿入すると(f)に示すように遅延波Bが連続周期波形になる。

この(f)の信号にFFT演算処理を施せばICIが抑制される。なお、(e)の波形によ

り理想的には、(f)に示す遅延波Bを連続周期波形にする必要があるが、(b)の波形をFFT, IFFT処理するものであるため、(e)の波形は理想形から若干のずれがある。

【0 0 3 3】

図9の第2実施例において、図3の第1実施例と同一部分には同一符号を付している。FFT演算部201は、減算部102から入力したデータシンボル D_i の受信信号(図10(b)参照)にFFT演算処理を施してサブキャリア毎のデータ要素を発生する。チャンネル補償部202はサブキャリア毎にFFT演算結果にチャンネル補償値を乗算する。IFFT演算部203はチャンネル補償部202から出力するデータシンボル D_i を構成するサブキャリア数の復調データにIFFT演算を施し、データシンボル D_i の時間波形信号(図10(e)参照)を出力する。

復調信号復元レプリカ生成部204は、IFFT演算部203から入力する時間波形信号の末尾、 y 期間の信号部分を切り出して復調信号復元レプリカ(ICIレプリカ)を発生し、合成部205に入力する。合成部205は復調信号復元レプリカを減算部102から出力する受信信号(図10(b)参照)に加えて連続信号波形にしてFFT演算部106に入力する。なお、復調信号復元レプリカを生成するために時間 T_d を要する場合には、点線で示す遅延回路206を設け、減算部102から出力する信号を遅延して合成部205に入力する。

【0 0 3 4】

FFT演算部106は、合成部205から出力する合成信号にFFT演算処理を施してサブキャリア毎のデータ要素を発生し、チャンネル補償部108はサブキャリア毎にFFT演算結果にチャンネル補償値を乗算し、チャンネル補償結果を復調信号として出力する。以上により、シンボル間干渉ISIと共にキャリア間干渉ICIを抑制することが出来る。

第2実施例によれば、図5～図7の特性Cで示すように、 $D/U=3\text{dB}$ 程度では遅延がガードインターバル N_{GD} 以内における特性以上のBER特性が得られていることがわかる。また、 $D/U=0\text{dB}$ では本発明による特性改善効果が見られ、 $D/U=1\text{dB}$ という厳しい環境下においては特性劣化がほとんど見られず、従来のOFDM通信システムに対しては大きく特性改善されていることがわかる。

【0 0 3 5】

(D) 第3実施例

第2実施例はシンボル間干渉ISIに加えてキャリア間干渉ICIも同時に抑制する。すなわち、図10(d)に示すように、(b)の受信信号をFFT処理し、しかる後、IFFT処理すると(e)に示すように連続信号波形が得られる。この(e)の連続信号波形の末尾y期間を切り取ってレプリカ信号として(b)の受信遅延信号Bの先頭y期間に挿入して(f)に示すように遅延波Bを連続周期波形にし、この(f)の信号にFFT演算処理を施してICIが抑制する。

以上のように、第2実施例では、遅延波Bの先頭y期間のみレプリカ信号で置き換えるものであり、希望波(直接波)AのISI部分をレプリカ信号で置き換えていない。ところで、希望波(直接波)Aの先頭y期間は、フェージングを受け、雑音が乗っており品質が悪くなっている。一方、復調信号復元レプリカが(e)に示すように作られており、このレプリカの先頭y期間は受信希望波Aより品質が高い。そこで、第3実施例では、第2実施例に加えて、更に(e)の連続信号波形の先頭y期間を切り取ってレプリカ信号として(b)の受信希望信号Aの先頭y期間と置き換える。これにより、一層復調品質を向上することができる。

【0 0 3 6】

図11は第3実施例の受信装置の構成図、図12は各部A～Dの希望波及び遅延波の信号位相説明図である。。

図11において、“0”挿入部211は、減算部102から出力される信号(図12における信号A参照)の希望波成分のISI部分に“0”を挿入する。FFT201、チャネル補償部202、IFFT部203は、それぞれ、減算部102の出力信号にFFT処理、チャネル補償を施し、チャネル補償後の復調結果にIFFT処理を施す。復調信号復元レプリカ生成部204はIFFTされた信号(図12の信号C参照)の先頭y期間部分RCと末尾y期間部分RSを復調信号復元レプリカ(復元レプリカ)として出力する。加算部212は、“0”挿入部211から出力する希望波及び遅延は信号(図12の信号B参照)の先頭y期間にそれぞれ復元レプリカRC、RSを加算して出力する。FFT処理部106、チャネル補償部108は加算結果(図12のD)にFFT処理、チャネル補償を施して復調信号を出力する。以上と並行して図2の第1実施例で説明したISIレプリカの生成、受信信号からのISIレプリカ削除処理が行われる。

なお、GI超遅延波が複数存在する場合は、(a)最大電力パス、(b)最小遅延量パス、もしくは(c) (a)×(b)が最大のパスなどの条件で上記‘0’挿入するISIサンプル数を決定する。

【0037】

図13は第3実施例の効果説明図であり、 $D/U=0\text{dB}$ 、 $E_b/N_0=20\text{dB}$ の場合における遅延時間—BER特性で、Aは第2実施例の特性、Bは第3実施例の特性である。第3実施例によれば、 $D/U=0\text{dB}$ という厳しい条件においても改善効果が得られていることがわかる。また、さらに緩やかな条件では($D/U=1\text{dB}$ 、 3dB 等)、効果の改善が大となることも確認済みである。

【0038】

図14は第3実施例の変形例であり、キャリア間干渉抑制部251を多段に縦続接続した構成を備えている。キャリア間干渉抑制部251は、入力信号にIFFT処理を施すIFFT部203、IFFT出力信号より復元レプリカを生成するレプリカ生成部204、該復元レプリカを零挿入部211の出力信号に加算する加算部212、加算結果にFFT処理を施すFFT部106、チャネル補償部108で構成されている。繰り返し回数が2であればキャリア間干渉抑制部251を2段に縦続接続し、一般に繰り返し回数が k であればキャリア間干渉抑制部251を k 段に縦続接続する。

図15は変形例の効果説明図であり、 $D/U=0\text{dB}$ 、 $E_b/N_0=20\text{dB}$ の場合における遅延時間—BER特性で、 A_1 、 A_2 は第2実施例の特性、 B_1 、 B_2 は第3実施例の特性、 A_1 、 B_1 はキャリア間干渉抑制部251が一段(くり返し無し)の特性、 A_2 、 B_2 はキャリア間干渉抑制部251が二段(繰り返し1回)の特性である。

第2実施例では繰り返しによる特性改善効果は小さいが、本発明によれば繰り返しを1回行うだけでほぼガードインターバル内(図中200サンプル以下)と同等の特性が得られていることがわかる。

【0039】

(D) 第4実施例

図16は第4実施例のダイバーシチ構成図であり、第2実施例の構成を2系統(2ブランチ)持たせ、 D/U が良好なブランチの復調信号復元レプリカを用いて各ブランチでキャリア間干渉ICIを除去し、両ブランチの復調信号を最大比合成、ある

いは良好なブランチの復調信号を選択して出力する構成を有している。

図において、各ブランチの受信部301, 302は、それぞれ第2実施例と同一の機能を有するものであり、図9と同一部分には同一符号を付している。異なる点は、第2実施例のFFT演算部106, 201、チャネル補償部108, 202、IFFT部109, 203を共用化して、FFT演算部201、チャネル補償部202、IFFT部203を除去した点である。

【0040】

復調信号復元レプリカ選択/生成部303は、各ブランチの受信部301, 302におけるチャネル推定部101からそれぞれ入力する遅延プロファイルに基づいて各ブランチにおけるD/Uを演算し、D/Uが良好なブランチのIFFT部109から入力する信号を選択し、該選択信号を用いて復調信号復元レプリカ(ICIレプリカ)を作成して各ブランチの受信部301, 302の合成部205に入力する。アンテナダイバーシチ選択/合成部304は、各ブランチの受信部301, 302から入力する復調信号を例えば最大比合成して出力する。なお、D/UのDはチャネル推定部101から入力する直接波(希望波)の電力、Uは非希望波である遅延波(ISI部分)の電力を示し、D/Uが大きければISI部分の電力が小さく、D/Uが小さければISI部分の電力が大きい。

【0041】

第4実施例では、ダイバーシチ受信によりD/Uの大きいブランチのICIレプリカ信号をD/Uの小さいブランチのICIレプリカ信号としても用い(共用し)、これにより各ブランチの復調信号品質を改善する。各ブランチの復調信号品質を改善後、従来と同様のアンテナダイバーシチ選択・合成を行うことで厳しい条件下での安定した受信特性を保証する。L(>2)ブランチにおいては、最大のD/Uを有するブランチのICIレプリカを用いればよい。第4実施例はダイバーシチ利得を用いた特性改善方式であるといえる。

図17、図18は2ブランチダイバーシチ受信の効果を説明するための受信特性であり、低D/Uブランチと高D/UブランチのD/U差(=ΔD/U)をパラメータとし、各図に低D/Uブランチの受信特性Aを示し、比較のために遅延時間がデータガードインターバル長 N_{GD} (=200サンプル)以下の場合の受信特性Bも示している。遅延時間を300サンプル固定とし(N_{GD} =200サンプル)、 E_b/N_0 対BER特性をシミュレ

ーションした。さらに、 $\Delta D/U=1\text{dB}$ および 5dB についてデータを取得し、それぞれの E_b/N_0 対BER特性を示している。

【0 0 4 2】

各ブランチは独立したフェージングを受けるため、ブランチ相関が小さい。このことを利用し、できるだけ高 D/U の信号を用いることによりダイバーシチ利得が得られる。

図 1 7、図 1 8 より、 $\Delta D/U=1\text{dB}$ というほとんどダイバーシチ利得が得られない場合においても、上記の理由でかなり特性劣化が抑えられており、誤り訂正との併用により回線品質は高く維持され得る。また、 $\Delta D/U=5\text{dB}$ においては、遅延時間がデータのガードインターバル長 N_{GD} （=200サンプル）以下の受信特性Bとほぼ同等の特性が得られている。これにより、アンテナダイバーシチによる第 4 実施例の効果が確認された。なお、ダイバーシチ構成は以降の実施例においても適用が可能である。

以上では第2実施例の構成を k （=2）ブランチ設けた場合について説明したが、第3実施例の構成を k ブランチ設けるように構成することもできる。

【0 0 4 3】

（E）第 5 実施例

図19はサブキャリア毎に選択合成あるいは最大比合成するダイバーシチ構成の第 5 実施例の受信機構成図であり、第2実施例の構成を2系統(2ブランチ)持たせている。尚、一般に k ブランチ構成とすることができる。

各ブランチの受信部311、312は、それぞれ第2実施例と同一の機能を有するものであり、図9と同一部分には同一符号を付している。異なる点は、①第2実施例のIFFT部109、遅延部110を受信部311、312で共用化した点、②IFFT部203を受信部311、312で共用化した点、③復調信号復元レプリカ生成部313を受信部311、312で共用化してIFFT部203の前段に設けると共に、各ブランチの入力信号をサブキャリア毎に選択合成あるいは最大比合成する点、④アンテナダイバーシチ選択/合成部314を設け、各ブランチの復調信号を選択合成あるいは最大比合成して出力し、その出力信号(復調信号)をIFFT部109、遅延部110を介してISIレプリカ生成部104に入力している点である。

【 0 0 4 4 】

図20(A), (B)は、2ブランチのダイバーシチ受信におけるISIレプリカ及び復元レプリカの生成原理説明図である。

(1) 選択受信

選択受信(SEL受信)において、アンテナダイバーシチ選択/合成部314、復調信号復元レプリカ生成部313は、それぞれISIレプリカ、復元レプリカを生成する際、キャリア毎に伝送路推定値の大きなブランチの信号を選択して出力する。この結果、OFDM復調後の第kブランチにおける第iシンボルをそれぞれ $X(i, j, k)$ 、その伝送路応答値(チャネル推定値)を $Y(i, j, k)$ 、選択後のレプリカシンボルを $Z(i, j)$ とすると、ISIレプリカ $Z(i, j)$ 、復元レプリカ $Z(i, j)$ はそれぞれ次式で表わされる。ただし、iはシンボル番号、jはキャリア番号、kはブランチ番号、Kは最大伝送路応答値を示すブランチである。

【 0 0 4 5 】

すなわち、ISIレプリカ $Z(i, j)$ は図20(A)に示すように第(i-1)シンボル $X(i-1, j, K)$ を用いて次式

$$Z(i, j) = X(i-1, j, K), \quad Y(i, j, K) = \max \{Y(i, j, k)\} \quad (1)$$

より求まる。又、復元レプリカ $Z(i, j)$ は図20(B)に示すように第iシンボル $X(i, j, K)$ を用いて次式

$$Z(i, j) = X(i, j, K), \quad Y(i, j, K) = \max \{Y(i, j, k)\} \quad (2)$$

より求まる。

以上より、ダイバーシチ選択受信の場合、復調信号復元レプリカ生成部313は、(1)式よりキャリア毎に伝送路推定値の大きなブランチの信号を選択し、IFFT部203は該選択された各サブキャリアの信号をIFFT処理して復元レプリカを出力する。

又、アンテナダイバーシチ選択/合成部314は(2)式によりキャリア毎に伝送路推定値の大きなブランチの信号を選択して図示しない復号部に入力すると共に、IFFT部109、遅延部110を介してISIレプリカ生成部104に入力する。

【 0 0 4 6 】**(2) 最大比合成受信**

最大比合成受信(MRC受信)では、アンテナダイバーシチ選択/合成部314、復調信

号復元レプリカ生成部313は、それぞれISIレプリカ、復元レプリカを生成する際、各ブランチの信号を伝送路推定値を用いて最大比合成して出力する。すなわち、ISIレプリカおよび復元レプリカを生成する際、複数のアンテナブランチの受信信号をそれぞれ伝送路応答値で乗算したものの総和を伝送路応答値で正規化した値をレプリカ信号とする。選択合成と同様に記述すると、最大比合成によるレプリカ信号は次式で表わされる。ただし、 i はシンボル番号、 j はキャリア番号、 k はブランチ番号である。すなわち、ISIレプリカ $Z(i, j)$ は図20(A)に示すように第 $(i-1)$ シンボル $X(i-1, j, K)$ を用いて次式

【数 1】

$$Z(i, j) = \frac{\sum_{k=1}^L X(i-1, j, k) \cdot Y^*(i, j, k)}{\sum_{k=1}^L Y(i, j, k) \cdot Y^*(i, j, k)} \quad (3)$$

より求まる。又、復元レプリカ $Z(i, j)$ は図20(B)に示すように第 i シンボル $X(i, j, K)$ を用いて次式

【数 2】

$$Z(i, j) = \frac{\sum_{k=1}^L X(i, j, k) \cdot Y^*(i, j, k)}{\sum_{k=1}^L Y(i, j, k) \cdot Y^*(i, j, k)} \quad (4)$$

より求まる。

【0 0 4 7】

以上より、ダイバーシチ最大比合成の場合、復調信号復元レプリカ生成部313は、(4)式よりキャリア毎に最大比合成した信号を出力し、IFFT部203は出力された各サブキャリアの信号をIFFT処理して復元レプリカを生成する。

又、アンテナダイバーシチ選択/合成部314は(3)式により伝送路応答値で正規化した値を計算して図示しない復号部に入力すると共に、IFFT部109、遅延部110を介してISIレプリカ生成部104に入力する。

図21は第5実施例の効果を説明するシミュレーション特性図で、横軸に E_b/N_0

を、縦軸にBERをとっている。A (=Convntional) はレプリカ生成にダイバーシチを行わず各ブランチ独立にレプリカ生成を行った場合(図9の第2実施例)の特性、B (=with SEL Div. In Time Domain) は図16に示す第4実施例の特性、C (=with SEL Div. In Frequency Domain) は選択受信する場合の第5実施例の特性、D (=with MRC Div. In Frequency Domain) は最大比合成する場合の第5実施例の特性である。第5実施例によれば、第4実施例より良好な結果が得られている。なお、図21はフェージング周波数 $f_d=960\text{Hz}$ という高速移動環境($V=207\text{Km/h}$ 、キャリア周波数 $f_c=5\text{GHz}$)における特性であり、非常に厳しい環境においても効果が得られた。

【0048】

(F) 第6実施例

第4実施例、第5実施例により、低D/UつまりISI電力が大きい厳しい条件下であってもダイバーシチ利得による特性改善が可能となるが、各ブランチ毎の特性改善はさらなる特性改善を約束する。

図22は第6実施例の受信装置の構成図であり、図9の第2実施例と同一部分には同一符号を付している。異なる点はチャネル補償部202とIFFT部203の間にシンボル硬判定部310を設けた点である。

【0049】

第6実施例では、ICIレプリカを生成する際にICIによる歪を抑圧するために、FFT処理後にチャネル補償された各サブキャリア信号をシンボル硬判定部310でシンボル硬判定し、硬判定結果にIFFT処理してICIレプリカを生成する。このようにすれば、ICI歪を受けた復調信号の歪を矯正することができる。図23は第6実施例の硬判定の必要性を示すコンステレーション説明図である。各サブキャリアにおけるデータはQPSK変調されているものとし、歪が発生してなければ、信号点は(00)、(01)、(10)、(11)に応じて図23の各象限の×印に存在する。しかし、歪が発生すると信号点位置がずれ、例えば第1象限の信号点はA点位置あるいはB点位置にずれる。このままICIレプリカを生成すると、連続周期波形(図10(f)参照)が得られず、復調信号に歪が含まれる。そこで、信号点A、Bを硬判定して第1象限の×位置にあるものと見なし、しかる後IFFT処理してICIレプリカを生成すると連続周期

波形(図10(f)参照)が得られ、特性が改善する。

第 6 実施例によれば、図5～図7の特性Dで示すように、 $D/U=0\text{dB}$ および 1dB という厳しい環境下においての特性改善が顕著であり、従来のOFDM通信システムに対しては大きく特性改善されている。

【 0 0 5 0 】

(G) 第 7 実施例

図 2 4 は第 7 実施例の受信装置の構成図であり、図 2 2 の第 6 実施例と異なる点はスイッチ401、閾値判定部402を設け、 D/U の値に応じて適応的に、①シンボル硬判定結果を用いてICIレプリカを作成するか、②硬判定せず、チャネル補償結果を用いてICIレプリカを作成するか制御している点である。

図5～図7を参照すると、遅延波電力が大きくなって D/U が 1dB 以下になると、硬判定する第 6 実施例(図 2 2)の特性Dが、硬判定しない第2実施例(図9)の特性Cより良好となる。しかし、 D/U が 1dB 以上になると逆に硬判定する第 6 実施例(図 2 2)の特性Dが、硬判定しない第2実施例(図9)の特性Cより劣化する。そこで、閾値判定部402はチャネル推定部101から入力する遅延プロファイルの直接波と遅延波の電力 D, U より、 D/U を演算し、閾値例えば 1dB 以下か、以上か判断し、以下であれば、シンボル判定部310で硬判定した結果をスイッチ401で選択してIFFT部203に入力してICIレプリカを発生する。一方、 D/U が 1dB より大きければ、チャネル補償部202の補償結果をスイッチ401で選択してIFFT部203に入力してICIレプリカを発生する。

【 0 0 5 1 】

(H) 第 8 実施例

図 2 5 は第 8 実施例の受信装置の構成図であり、図 9 の第2実施例と同一部分には同一符号を付している。異なる点はチャネル補償部202とIFFT部203の間にリミッタ410を設け、図 2 6 の点線で示す位置にリミットLMを設定し、斜線で示す領域に存在する信号点を該点線上の信号点に制限する。このようにすれば、図 2 4 のように閾値判定しなくても同等の特性が得られる。

図 2 7 ～図 2 9 は D/U がそれぞれ 0dB 、 3dB 、 5dB の場合におけるBER-遅延時間特性であり、Aはリミッタがない第2実施例のBER特性、Bは第 8 実施例のBER特性である。 $D/U=0\text{dB}$ の時、第 8 実施例の特性は第2実施例の特性に比べて1桁程度良好で

あり、3dB以上では第2実施例のBER特性と同等の特性が得られている。

【0 0 5 2】

(I) チャネル推定部の変形例

第1～第8実施例において、チャネル推定部101は、パイロットシンボル周期でチャネル推定演算を実行し、新たにチャネル推定演算するまでは求めたチャネル推定値及び遅延プロファイルを使用している。しかし、チャネル推定値、遅延プロファイルは、フェージングの大きさに応じて変動する。そこで、変形例では、隣接するパイロットシンボルを用いて得られた2つのチャネル推定値を用いてその間を補間する。このため、図30に示すようにGI除去部101の後段にバッファ111を設けると共に、チャネル推定部101内に補間部101eを設ける。チャネル推定部101の相関演算部101bは隣接する2つのパイロットシンボル位置での第1、第2のチャネル推定値を計算して補間部101eに入力し、補間部101eは隣接シンボル間のチャネル推定値(遅延プロファイルの遅延時間を含む)を直線補間してシンボル周期で出力する。このようにすれば、バッファ111が必要になるが、高速フェージングに対する追従性を向上することができる。

【0 0 5 3】

(J) 第9実施例

図31は第9実施例の受信装置の構成図であり、図9の第2実施例と同一部分には同一符号を付している。異なる点は、パイロットシンボルの時間波形信号よりISIレプリカ部分を除去するISIレプリカ除去部501、FFT演算部502、ICI変動値算出部503、ICI変動を補正する乗算部504を備えている点である。

第2実施例では、図10で説明したように、ISI期間y部分を除去した(b)に示すデータシンボルの波形信号をFFT演算処理するため、ICIレプリカを生成して(b)の波形のISI期間y部分に挿入しても、正確には(f)に示すような周期連続波形が得られず、歪が発生する。

【0 0 5 4】

そこで、第9実施例では、(b)に示すデータシンボル波形をFFT演算した時の影響を計算し、その影響を除去するように制御する。即ち、ISIレプリカ除去部501は、既知パイロットシンボルの時間波形信号よりISI期間y部分を除去し、FFT演算部50

2はISIレプリカ除去部の出力信号にFFT演算処理し、ICI変動値算出部503はサブキャリア毎にFFT出力と既知パイロットシンボルの差分を演算してICI変動値 $A \exp(j\phi)$ を算出する。乗算部504は、サブキャリア毎にICI変動値の逆特性 $\exp(-j\phi)/A$ をチャネル補償部202の出力信号に乗算して次段のIFFT演算部203に入力する。逆特性を乗算することにより、減算部102でISI期間y部分を除去した影響を補償でき、復調信号復元レプリカ生成部304より正確なICIレプリカを発生でき、図10(f)に示すような周期連続波形が得られる。なお、上記ICI変動値もパイロット信号間で直線補間すれば高速フェージングに対する追従特性が向上する。

【0055】

(K) 第10実施例

図32は第10実施例の受信装置の構成図であり、図22の第6実施例と同一部分には同一符号を付している。異なる点は、チャネル補償部202とIFFT部203の間に設けたシンボル硬判定部310をシンボル軟判定部601で置き換えた点である。

シンボル硬判定では、良好なBER-遅延時間特性を得るためには図24に示すようにD/Uの値に応じて、シンボル硬判定するか、硬判定しないかを切り替える必要があった。そこで、かかる切り替えを行う必要がないようにしたのが第10実施例である。図5～図7を参照すると、Cは量子化ビットが ∞ のシンボル軟判定による特性(第2実施例の特性)、Dはシンボル硬判定による特性(第6実施例の特性)である。これら特性よりシンボル、軟判定の量子化ビット長を有限にすると、C、Dの中間の特性が得られる。図33～図35はシンボル軟判定の量子化ビット長を2、3、5ビットとした場合のBER-遅延時間特性であり、Aはリミッタ付きの量子化ビットが ∞ の第8実施例(図25参照)の特性図、B、C、Dはシンボル軟判定の量子化ビット長が2、3、5ビットとした時の第10実施例の特性、Eは硬判定特性である。

【0056】

図33～図35より、量子化ビット数=3(つまり軟判定ビット数=2)が、複雑度と特性の双方の観点より最適であるといえる。量子化ビット= ∞ は、DSP(デジタルシグナルプロセッサ)などの浮動小数点演算により実現できるが、高速動作などの点で問題がある。

【0057】

(L) 第11実施例

以上の第1～第10実施例では、パイロットシンボルのガードインターバル長 N_{GP} がデータシンボルのガードインターバル長 N_{GD} より長くすることにより、データシンボルのガードインターバル長 N_{GD} を超えた遅延波が発生しても、シンボル間干渉ISIおよびキャリア間干渉ICIを低減させ、良好な特性が得られるようにしたものである。

第11実施例は、図36に示すようにパイロットシンボルPのガードインターバル長 N_{GP} とデータシンボルDiのガードインターバル長 N_{GD} が等しい場合において、これらガードインターバル長以上の遅延 $N_{\tau \max}$ を有する遅延波が発生しても、ISIレプリカを受信信号から削除してシンボル間干渉ISIを低減し、かつ、該削除部分にICIレプリカを挿入してキャリア間干渉ICIを低減する。

【0058】

図37は第11実施例の第1の受信装置の構成図であり、図3の第1実施例と同一部分には同一符号を付している。第9実施例において第1実施例と構成上異なる点は、①チャネル推定部601で第1実施例のチャネル推定部101を置き換えた点、②第1実施例におけるGI超過遅延波検出部103を削除した点、③チャネル推定部601を直接ISIレプリカ生成部104に接続している点である。

第9実施例のチャネル推定部601において、遅延プロファイル測定部601aは、既知パイロットシンボルの時間波形信号と受信信号との相関演算を行って遅延プロファイルを作成する。閾値判定部601bは雑音を考慮して一定レベル以上のピーク点の時間位置(直接波位置 T_D と遅延波位置 T_U)を検出し、GI超過遅延波検出部601cは、ピーク間隔 N_{INT} がガードインターバル長 N_{GD} 以上か判別し、以上であればGI超過遅延波が発生していると判定する。"0"挿入部601dはガードインターバル長 N_{GD} 以上の遅延波が発生している場合には、閾値以下の相関値を"0"にして遅延プロファイルを出力する。

【0059】

ISIレプリカ生成部104は遅延プロファイルよりガードインターバル長以上の遅延時間部分をISI部分として検出し、該ISI部分に応じた既知シンボルの時間波形

部分あるいは前シンボルの時間波形部分をISIレプリカとして発生する。以後、第1実施例と同一の制御が行われる。

図38～図40は、 $N_{GD}=200$ サンプルで D/U がそれぞれ0dB, 1dB, 3dBの場合における第11実施例のBER-遅延時間特性図であり、比較のために第1実施例の特性も示している。Aは第11実施例の特性、Bは第1実施例の特性である。 $D/U=0$ dBなど厳しい条件下でも、第1実施例に比べてほとんど劣化は見られない。

【0060】

図41は11実施例にICIレプリカ生成部を設け、ICIレプリカをISI期間に付加する第11実施例の第2の受信装置の構成図で。

図示しないが、第11実施例を第3～第10実施例と同等の構成に発展させることによりこれらと同等の効果が得られるようにできる。例えば、2ブランチダイバーシチ構成とすることによりさらなる特性改善が期待できる。また、ICI歪とシンボル誤判定のトレードオフ発生に鑑み、ISI電力(つまり D/U)に応じて適応的に制御を切り替えるようにすることもできる。

【0061】

(M) 第12実施例

以上の第1～第11実施例はISIレプリカを発生し、該ISIレプリカを受信信号から減算してISIを減少させるものであり、ISIレプリカ発生のハードウェアが必要になる。

そこで、第12実施例では、図42に示すようにガードインターバル N_{GI} 期間以上の遅延波(パスCの第2遅延波)が発生している場合、最も遅延しているパスまで受信信号を(a)に示すように0に置き換える。すなわち、ガードインターバル N_{GI} 期間以上の遅延部分($=N\tau_{\max} - N_{GI}$)はISIを発生するから、この期間の受信信号(希望波、遅延波)を0に置き換えて復元レプリカを発生し、該復元レプリカを受信信号に加算して復調信号を生成する。このようにすれば、ISIレプリカを生成する必要はなくなるが、遅延時間が大きくなるほど特性は劣化する。しかし、ガードインターバル N_{GI} 期間以上の遅延波が発生することは稀である。

【0062】

ところで、(a)に示すように0に置き換える構成は簡単ではあるが波形の不連続

性が顕著になり、歪が発生する。そこで、(b)に示すように窓関数を発生し、該窓関数をISI部分に乗算することで連続性を維持して歪の発生を抑制する。

図43は第12実施例の受信機の構成図であり、図22の第6実施例と同一部分には同一符号を付している。第6実施例と異なる点は、ISIレプリカを生成して受信信号から減算する構成102～105、109～110を削除し、替わって波形整形部701を設けた点である。

図44は波形整形部701の第1実施例であり、セレクト信号発生部711とセクタ712を備えている。セレクト信号発生部711は、ガードインターバル N_{GI} 期間以上の遅延波が存在するか監視し、存在する場合には最大遅延波の遅延時間を $N\tau_{max}$ とすれば、FFTウィンドウの先頭($N\tau_{max}-N_{GI}$)の間、ハイレベルとなるセレクト信号を出力する。セクタ712はセレクト信号SSLがハイレベルの間、すなわち、($N\tau_{max}-N_{GI}$)の間“0”を選択して出力し、その期間以外は受信信号を出力する。

波形整形部701でISI期間を零にされた受信信号(ISIカット信号)は、FFT201、チャンネル補償部202、シンボル硬判定部310、IFFT部203で処理され、復調信号復元レプリカ生成部204より復元レプリカを発生する。加算部205は復元レプリカを受信信号のISI部分 (ISIカット信号の0部分でもよい) に挿入し、以後、FFT106、チャンネル補償部108はFFT処理、チャンネル補償処理を施して復調信号を出力する。

【0 0 6 3】

図45は波形整形部701の第2実施例であり、タイミング信号発生部721と窓関数発生部722と乗算部723を備えている。タイミング信号発生部721は、ガードインターバル N_{GI} 期間以上の遅延波が存在するか監視し、存在する場合には最大遅延波の遅延時間を $N\tau_{max}$ とすれば、FFTウィンドウの先頭($N\tau_{max}-N_{GI}$)の間、ハイレベルとなるタイミング信号を出力する。窓関数発生部722はタイミング信号がハイレベルの期間、窓関数WFを発生する。窓関数は例えば、図46に示すように($N\tau_{max}-N_{GI}$)の期間の間に1.0まで直線的に増加する関数、あるいは、図47に示すように時定数($N\tau_{max}-N_{GI}$)の指数関数、三角関数等が考えられる。乗算器723は受信信号に窓関数を乗算し、乗算結果を出力する。

波形整形部701で窓関数を乗算された受信信号は、FFT201、チャンネル補償部202、シンボル硬判定部310、IFFT部203で処理され、復調信号復元レプリカ生成部204よ

り復元レプリカを発生する。加算部205は復元レプリカを波形整形部701から出力する信号のISI部分に挿入し、以後、FFT106、チャネル補償部108はFFT処理、チャネル補償処理を施して復調信号を出力する。なお、点線で示すように波形整形部701から出力する信号のISI部分に零を挿入する零挿入部702を設け、零挿入信号に復元レプリカを加算するように構成することもできる。

尚、図43のシンボル硬判定部310は必ずしも必要ではなく、又、シンボル硬判定部310は、リミッタ(図25)、シンボル軟判定部(図32)などで置き換えることもできる。また、波形整形部で処理する期間($N\tau_{\max} - N_{GI}$)を適応的に制御させず、固定的な期間を予め設定することで処理量の低減を固めることも可能である。

【0064】

以上の実施例では、遅延波が1つの場合について本発明を説明したが、遅延波が2以上の場合にも適用できることは勿論である。この場合、以下の①～③に従ってISI、ICIを除去すべき対象の遅延波を決定する。

- ①遅延波の数を電力降順にKに制限することで演算量を削減する。
- ②遅延波の数を遅延時間降順にKに制限することで演算量を削減する。
- ③上記①、②の2つのパラメータ(電力、遅延時間)を考慮した降順、たとえば乗算結果の降順にKに制限することで演算量を削減する。

【0065】

・付記

(付記1) IFFT処理して得られる信号にガードインターバルを付加して送信された信号を受信する直交周波数分割多重(OFDM)伝送方式における受信装置において、

既知シンボルに付加するガードインターバル長を、データシンボルに付加するガードインターバル長より大きくして送信されてきた信号を受信する受信部、

該受信信号と既知信号との相関を演算することによりデータシンボルのガードインターバル以上の遅延を有する遅延波の遅延プロファイルを測定する遅延プロファイル測定部、

を備えたことを特徴とするOFDM伝送方式における受信装置。

(付記2) IFFT処理して得られる信号にガードインターバルを付加して

送信された信号を受信する直交周波数分割多重（OFDM）伝送方式における受信装置において、

データシンボルのガードインターバル以上の遅延を有する遅延波の遅延プロファイルを測定する遅延プロファイル測定部、

前記遅延プロファイルより前記ガードインターバル以上の遅延時間部分をシンボル間干渉部分（ISI部分）として検出し、該ISI部分に応じたISIレプリカを発生するISIレプリカ生成部、

受信信号より該ISIレプリカを減算する減算部、

減算結果にFFT処理を施してデータを復調するデータ復調部、

を備えたことを特徴とするOFDM伝送方式における受信装置。

（付記 3） 前記ISIレプリカ生成部は、前記ISI部分に応じた既知シンボルの時間波形部分あるいは前シンボルの時間波形部分を前記ISIレプリカとして発生する、

ことを特徴とする付記2記載の受信装置。

（付記 4） IFFT処理して得られる信号にガードインターバルを付加して送信された信号を受信する直交周波数分割多重（OFDM）伝送方式における受信装置において、

データシンボルのガードインターバル以上の遅延を有する遅延波の遅延プロファイルを測定する遅延プロファイル測定部、

前記遅延プロファイルより前記ガードインターバル以上の遅延時間部分をシンボル間干渉部分（ISI部分）として検出し、該ISI部分に応じたISIレプリカを発生するISIレプリカ生成部、

受信信号より該ISIレプリカを減算する減算部、

該減算出力にFFT処理を施し、チャネル補償後の復調結果にIFFT処理を施して復調信号復元レプリカ（復元レプリカ）を生成する手段、

該復元レプリカを、前記減算出力の前記ISIレプリカ削減部分に挿入する手段、

前記挿入結果にFFT処理を施してデータを復調するデータ復調部、

を備えたことを特徴とするOFDM伝送方式における受信装置。

（付記 5） 前記ISIレプリカ生成部は、前記ISI部分に応じた既知シンボ

ルの時間波形部分あるいは前シンボルの時間波形部分を前記ISIレプリカとして発生する、

ことを特徴とする付記 4 記載の受信装置。

(付記 6) 第1、第2のチャネル補償部を備え、

前記遅延プロファイル測定部は、受信信号の時間波形と既知シンボルの時間波形との自己相関演算を行って遅延プロファイルを測定すると共にチャネル推定値を出力し、

前記第1のチャネル補償部は、該チャネル推定値を用いて前記ISIレプリカにチャネル補償を施して前記減算部に入力し、

前記第2のチャネル補償部は、チャネル推定値をキャリア毎のチャネル推定値に変換し、該チャネル推定値を用いて前記FFT処理結果にチャネル補償を行う、

ことを特徴とする付記 2 又は 4 記載のOFDM伝送方式における受信装置。

(付記 7) 前記遅延プロファイル測定部は、前記FFT処理した結果にIFFT処理を施して受信信号の時間波形信号を発生し、該時間波形と既知シンボルの時間波形との自己相関演算を行って遅延プロファイルを測定すると共にチャネル推定値を出力する、

ことを特徴とする付記 2 又は 4 記載のOFDM伝送方式における受信装置。

(付記 8) 既知シンボル間で前記遅延プロファイルおよびチャネル推定値を補間する補間部、

を備え、該補間された遅延プロファイルおよびチャネル推定値を用いてISIレプリカの発生やチャネル補償制御を行う、

ことを特徴とする付記 6 記載のOFDM伝送方式における受信装置。

(付記 9) アンテナダイバーシチ構成としたとき、それぞれのブランチにおけるISI部分の影響度を検出し、ISI部分の影響が小さいブランチを決定する手段、

ISI部分の影響が小さいブランチの復調信号復元レプリカを選択する手段、

を備え、各ブランチは該選択された復調信号復元レプリカを使用する、

ことを特徴とする付記 4 記載のOFDM伝送方式における受信装置。

(付記 10) 前記復調信号復元レプリカ生成手段は、

キャリア周波数毎にチャネル補償結果に対してシンボルの硬判定を行う硬判定部を備え、前記減算出力にFFT処理を施し、該FFT処理結果にチャネル補償を施し、キャリア周波数毎にチャネル補償結果に対してシンボルの硬判定を行い、キャリア周波数毎の硬判定結果にIFFT処理を施して復調信号復元レプリカを生成する、

ことを特徴とする付記 4 記載のOFDM伝送方式における受信装置。

(付記 1 1) 前記復調信号復元レプリカ生成手段は、

除去すべき遅延波電力の大きさが閾値を満足するか監視する手段を備え、

該閾値を満足すれば、チャネル補償結果を選択し、満足しなければ、硬判定処理結果を選択し、選択した結果にIFFT処理を施して復調信号復元レプリカを生成する、

ことを特徴とする付記 4 記載のOFDM伝送方式における受信装置。

(付記 1 2) 前記復調信号復元レプリカ生成手段は、

サブキャリア毎のチャネル補償結果がリミット値以上にならないように制限するリミット部を備え、前記減算出力にFFT処理を施し、FFT処理結果にチャネル補償を施し、サブキャリア毎のチャネル補償結果がリミット値以上にならないように制限し、制限結果にIFFT処理を施して復調信号復元レプリカを生成する、

ことを特徴とする付記 4 記載のOFDM伝送方式における受信装置。

(付記 1 3) 既知信号から前記ISI部分を除去する除去部、

該除去部の出力信号にFFT処理を施してキャリア毎のICI変動値を算出し、かつ、該ICI変動値の逆特性をキャリア毎に求める手段、

を備え、

前記復調信号復元レプリカ生成手段は、

前記減算出力にFFT処理を施し、FFT演算結果にチャネル補償を施し、前記キャリア毎の逆特性をチャネル補償結果に乗算し、キャリア周波数毎の乗算結果にIFFT処理を施して復調信号復元レプリカを生成する、

ことを特徴とする付記 4 記載のOFDM伝送方式における受信装置。

(付記 1 4) 前記復調信号復元レプリカ生成手段は、

キャリア周波数毎にチャネル補償結果に対してシンボルの軟判定を行う軟判定

部を備え、前記減算出力にFFT処理を施し、FFT演算結果にチャネル補償を施し、キャリア周波数毎にチャネル補償結果に対してシンボルの軟判定を行い、キャリア周波数毎の軟判定結果にIFFT処理を施して復調信号復元レプリカを生成する、ことを特徴とする付記 4 記載のOFDM伝送方式における受信装置。

(付記 1 5) IFFT処理して得られる信号にガードインターバルを付加して送信された信号を受信する直交周波数分割多重 (OFDM) 伝送方式におけるダイバーシチ受信装置において、

データシンボルのガードインターバル以上の遅延を有する遅延波の遅延プロファイルを測定する遅延プロファイル測定部、

前記遅延プロファイルより前記ガードインターバル以上の遅延時間部分をシンボル間干渉部分 (ISI部分) として検出し、該ISI部分に応じた前シンボルの時間波形部分を前記ISIレプリカとして発生するISIレプリカ生成部、

受信信号より該ISIレプリカを減算する減算部、

該減算出力にFFT処理を施し、チャネル補償するFFT/チャネル補償手段、

復元レプリカ生成手段から出力する復調信号復元レプリカ (復元レプリカ) を、前記減算出力の前記ISIレプリカ削減部分に挿入する手段、

前記挿入結果にFFT処理を施してデータを復調するデータ復調部、

をブランチ毎に設け、更に、

各ブランチの前記FFT/チャネル補償手段から出力する信号をキャリア毎に最大比合成あるいは選択合成し、各キャリアの合成信号にIFFT処理を施して前記復元レプリカを生成する復元レプリカ生成手段、

各ブランチの前記データ復調部の復調信号をキャリア毎に最大比合成あるいは選択合成して出力する選択／合成部、

を備えたことを特徴とするOFDM伝送方式における受信装置。

(付記 1 6) IFFT処理して得られる信号にガードインターバルを付加して送信された信号を受信する直交周波数分割多重 (OFDM) 伝送方式における受信装置において、

データシンボルのガードインターバル以上の遅延を有する遅延波の遅延プロファイルを測定する遅延プロファイル測定部、

前記遅延プロファイルより前記ガードインターバル以上の遅延時間部分をシンボル間干渉部分（ISI部分）として検出し、該ISI部分に応じたISIレプリカを発生するISIレプリカ生成部、

受信信号より該ISIレプリカを減算する減算部、

該減算出力の前記ISI部分に零を挿入する手段、

該減算出力にFFT処理を施し、チャネル補償後の復調結果にIFFT処理を施して復調信号復元レプリカ（復元レプリカ）を生成する手段、

該復元レプリカを、前記零挿入手段から出力される信号の前記零挿入されたISI部分に加算する手段、

前記加算結果にFFT処理を施してデータを復調するデータ復調部、

を備えたことを特徴とするOFDM伝送方式における受信装置。

（付記 1 7） 前記ISIレプリカ生成部は、前記ISI部分に応じた既知シンボルの時間波形部分あるいは前シンボルの時間波形部分を前記ISIレプリカとして発生する、

ことを特徴とする付記 1 6 記載の受信装置。

（付記 1 8） 前記IFFT処理を施して復元レプリカを生成する手段、該復元レプリカを、前記零挿入手段で零挿入されたISI部分に加算する手段、前記加算結果にFFT処理を施す手段、

を多段に備えたことを特徴とする付記 1 6 記載の受信装置。

（付記 1 9） 既知シンボルに付加するガードインターバル長を、データシンボルに付加するガードインターバル長より大きくして送信されてきた信号に対して上記処理を行うことを特徴とする付記 2、付記 4、付記 1 6 記載のOFDM伝送方式における受信装置。

（付記 2 0） IFFT処理して得られる信号に所定長のガードインターバルを付加して送信された信号を受信して復調する直交周波数分割多重（OFDM）伝送方式における受信装置において、

受信信号と既知信号との相関を演算する演算部、

閾値以上の相関値を用いて、ガードインターバル長以上の遅延波が発生しているか検出する手段、

ガードインターバル長以上の遅延波が発生している場合には、閾値以下の相関値を"0"にして遅延プロファイルを出力する手段、

前記遅延プロファイルよりガードインターバル長以上の遅延時間部分を符号間干渉部分 (ISI 部分) として検出し、該 ISI 部分に応じた ISI レプリカを発生する ISI レプリカ生成部、

受信信号より該 ISI レプリカを減算する減算部、

減算結果に FFT 処理を施してデータを復調するデータ復調部、

を備えたことを特徴とする OFDM 伝送方式における受信装置。

(付記 2 1) IFFT 処理して得られる信号に所定長のガードインターバルを付加して送信された信号を受信して復調する直交周波数分割多重 (OFDM) 伝送方式における受信装置において、

受信信号と既知信号との相関を演算する演算部、

閾値以上の相関値を用いて、ガードインターバル長以上の遅延波が発生しているか検出する手段、

ガードインターバル長以上の遅延波が発生している場合には、閾値以下の相関値を"0"にして遅延プロファイルを出力する手段、

前記遅延プロファイルよりガードインターバル長以上の遅延時間部分をシンボル間干渉部分 (ISI 部分) として検出し、該 ISI 部分に応じた ISI レプリカを発生する ISI レプリカ生成部、

受信信号より該 ISI レプリカを減算する減算部、

減算出力に FFT 処理を施し、チャネル補償後の復調結果に IFFT 処理を施して復調信号復元レプリカを生成する手段、

該復調信号復元レプリカを、前記減算出力の前記 ISI レプリカ削減部分に挿入する手段、

前記挿入結果に FFT 処理を施してデータを復調するデータ復調部、

を備えたことを特徴とする OFDM 伝送方式における受信装置。

(付記 2 2) IFFT 処理して得られる信号に所定長のガードインターバルを付加して送信された信号を受信して復調する直交周波数分割多重 (OFDM) 伝送方式における受信装置において、

受信信号と既知信号との相関を演算して遅延プロファイルを出力する手段、
前記遅延プロファイルよりガードインターバル長以上の遅延時間部分をシンボル間干渉部分 (ISI 部分) として検出し、該 ISI 部分に応じた受信信号部分の波形を整形する波形整形部、

該波形整形部の出力信号に FFT 処理、チャネル補償を施し、該チャネル補償後の信号に IFFT 処理を施して復調信号復元レプリカを生成する手段、

該復調信号復元レプリカを、前記受信信号に加算する手段、

前記加算結果に FFT 処理を施してデータを復調するデータ復調部、

を備えたことを特徴とする OFDM 伝送方式における受信装置。

(付記 2 3) 前記波形整形部は前記 ISI 部分に応じた受信信号部分を零にする、

ことを特徴とする付記 2 2 記載の受信装置。

(付記 2 4) 前記波形整形部は前記 ISI 部分に応じた受信信号部分に所定の窓関数を乗算する、

ことを特徴とする付記 2 2 記載の受信装置。

【 0 0 6 6 】

【発明の効果】

以上本発明によれば、既知信号のガードインターバルをパイロットのガードインターバルより長くすることにより、データのガードインターバルを超えた遅延波による ISI を低減させることができ、遅延波の遅延時間がデータのガードインターバルを超えても BER の増大を抑圧することができる。又、時間領域において ISI を抑圧処理するため、サブキャリアの変調多値数に依らず一定の演算量で制御可能で、ハードウェア規模を低減することが出来る。

本発明によれば、時間領域において ISI および ICI の両方を抑圧処理することができ、遅延波の遅延時間がデータのガードインターバルを超えてもより効果的に BER の増大を抑圧することができる。又、時間領域において ISI および ICI の両方を抑圧処理するため、キャリアの変調多値数に依らず一定の演算量で制御可能で、ハードウェア規模を低減することが出来る。

【 0 0 6 7 】

本発明によれば、チャネル補償結果に対してシンボル硬判定し、あるいは所定量子化ビット長で軟判定し、判定結果にIFFF処理を施して復調信号復元レプリカを生成することにより、さらなる特性改善が図ることが可能である。

本発明によれば、更に、ダイバーシチ構成にし、D/Uが良好なブランチの信号を用いてデータ復調信号を発生するようにしたからデータ判定精度を向上することができる。

本発明によれば、ダイバーシチ構成にし、各ブランチの受信信号を選択合成あるいは最大比合成し、これら合成信号を用いて復元レプリカ、ISIレプリカを発生し、ICIやISIを抑圧するようにしたからデータ判定精度を更に向上することができる。

【0 0 6 8】

本発明によれば、受信信号と既知信号との相関を演算し、閾値以上の相関値を用いて、ガードインターバル長以上の遅延波が発生しているか検出し、ガードインターバル長以上の遅延波が発生している場合には、復元レプリカ、ISIレプリカを発生し、ICIやISIを抑圧するようにしたから、既知シンボル(パイロットシンボル)とデータシンボルのガードインターバル長が同じであっても、既知信号のガードインターバルをパイロットのガードインターバルより長くした場合と同様の効果を奏することができる。

本発明によれば、受信信号と既知信号との相関を演算してガードインターバル長以上の遅延波が発生しているか検出し、ガードインターバル長以上の遅延波が発生している場合には、受信信号のISI部分を零あるいは窓関数を乗算して整形し、整形後の受信信号を用いて復元レプリカを発生してICIを抑圧するようにしたから、簡単な構成でデータ判定精度を更に向上することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明のパイロットシンボルとデータシンボルおよび伝送フレームフォーマットの説明図である。

【図 2】

パイロットシンボル、データシンボルのガードインターバル長 N_{GP} 、 N_{GD} 、遅延

波の遅延時間 $N \tau_{\max}$ の関係図である。

【図 3】

第1実施例のOFDM伝送方式における受信装置の構成図である。

【図 4】

ISIレプリカ発生方法の説明図である。

【図 5】

遅延波位置(遅延時間)に対するBERの第1の特性である。

【図 6】

遅延波位置(遅延時間)に対するBERの第2の特性である。

【図 7】

遅延波位置(遅延時間)に対するBERの第3の特性である。

【図 8】

第1実施例の変形例である。

【図 9】

第2実施例の受信装置の構成図である。

【図 1 0】

キャリア間干渉ICIの抑制原理説明図である。

【図 1 1】

第3実施例の受信装置の構成図である。

【図 1 2】

各部A～Dの希望波及び遅延波の信号位相説明図である。

【図 1 3】

第3実施例の効果説明図である。

【図 1 4】

第3実施例の変形例であり、キャリア間干渉抑制部を多段に縦続接続した構成例である。

【図 1 5】

変形例の効果説明図である。

【図 1 6】

第 4 実施例のダイバーシチ構成図である。

【図 1 7】

2 ブランチダイバーシチ受信の効果を説明するための第 1 の受信特性図である。

【図 1 8】

2 ブランチダイバーシチ受信の効果を説明するための第 2 の受信特性図である。

【図 1 9】

サブキャリア毎に選択合成あるいは最大比合成するダイバーシチ構成の第 5 実施例の受信機構成図である。

【図 2 0】

2 ブランチのダイバーシチ受信における ISI レプリカ及び復元レプリカの生成原理説明図である。

【図 2 1】

第 5 実施例の効果説明するシミュレーション特性図である。

【図 2 2】

第 6 実施例の受信装置の構成図である。

【図 2 3】

第 6 実施例の硬判定の必要性を示すコンステレーション説明図である。

【図 2 4】

第 7 実施例の受信装置の構成図である。

【図 2 5】

第 8 実施例の受信装置の構成図である。

【図 2 6】

リミット範囲説明図である。

【図 2 7】

第 8 実施例の第 1 の BER-遅延時間特性である。

【図 2 8】

第 8 実施例の第 2 の BER-遅延時間特性である。

【図 2 9】

第 8 実施例の第 3 の BER-遅延時間特性である。

【図 3 0】

チャネル推定値を補間するための構成図である。

【図 3 1】

第 9 実施例の受信装置の構成図である。

【図 3 2】

第 1 0 実施例の受信装置の構成図である。

【図 3 3】

シンボル軟判定の量子化ビット長を可変した場合の第 1 の BER-遅延時間特性図である。

【図 3 4】

シンボル軟判定の量子化ビット長を可変した場合の第 2 の BER-遅延時間特性図である。

【図 3 5】

シンボル軟判定の量子化ビット長を可変した場合の第 3 の BER-遅延時間特性図である。

【図 3 6】

第 1 1 実施例のパイロットシンボルとデータシンボルの説明図である。

【図 3 7】

第 1 1 実施例の第 1 の受信装置の構成図である。

【図 3 8】

第 1 1 実施例の第 1 の BER-遅延時間特性図である。

【図 3 9】

第 1 1 実施例の第 2 の BER-遅延時間特性図である。

【図 4 0】

第 1 1 実施例の第 3 の BER-遅延時間特性図である。

【図 4 1】

第 1 1 実施例の第 2 の受信装置の構成図である。

【図 4 2】

第12実施例の説明図である。

【図 4 3】

第12実施例の受信機の構成図である。

【図 4 4】

波形整形部の第1実施例である。

【図 4 5】

波形整形部の第 2 実施例である。

【図 4 6】

窓関数の第1例である。

【図 4 7】

窓関数の第2例である。

【図 4 8】

マルチキャリア伝送方式の送信装置の説明図である。

【図 4 9】

OFDM伝送方式の送信装置の説明図である。

【図 5 0】

シリアルパラレル変換説明図である。

【図 5 1】

パイロットシンボルをフレーム内で分散した場合のフレーム構成図である。

【図 5 2】

ガードインターバル挿入説明図である。

【図 5 3】

遅延波による符号間干渉の説明図である。

【図 5 4】

OFDM伝送方式の受信装置の構成図である。

【図 5 5】

従来技術の構成図であるである。

【符号の説明】

100100 ガードインターバル除去部

101チャネル推定部

102減算部

103GI超過遅延波検出部

104ISIレプリカ生成部

105第1のチャネル補償部

106FFT演算部

107FFT演算部

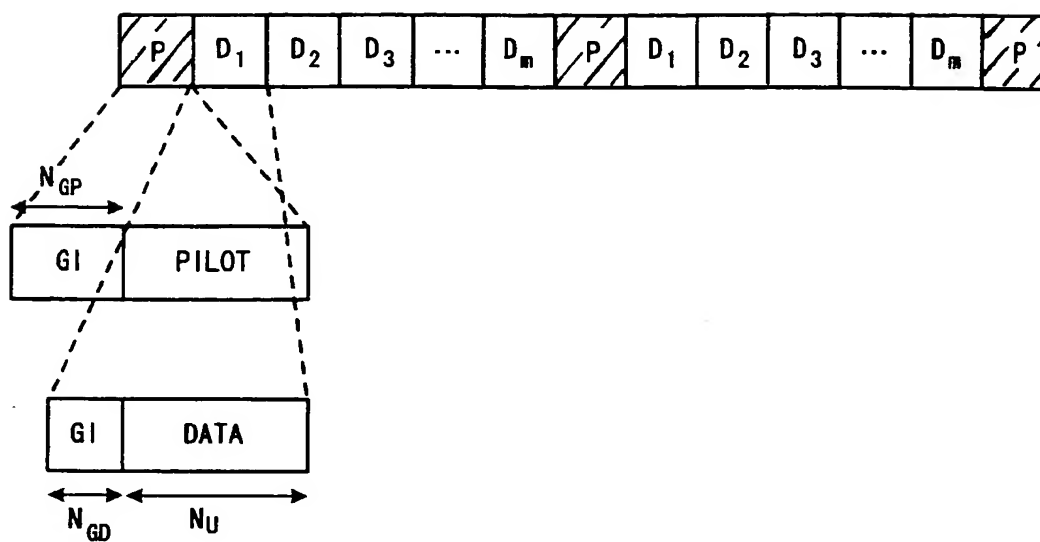
108チャネル補償部

109IFFT演算部

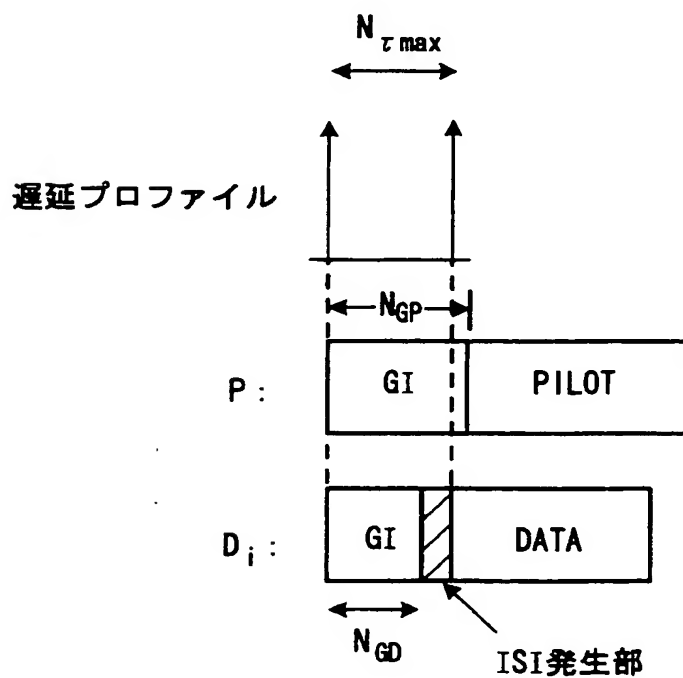
110遅延回路

【書類名】 図面

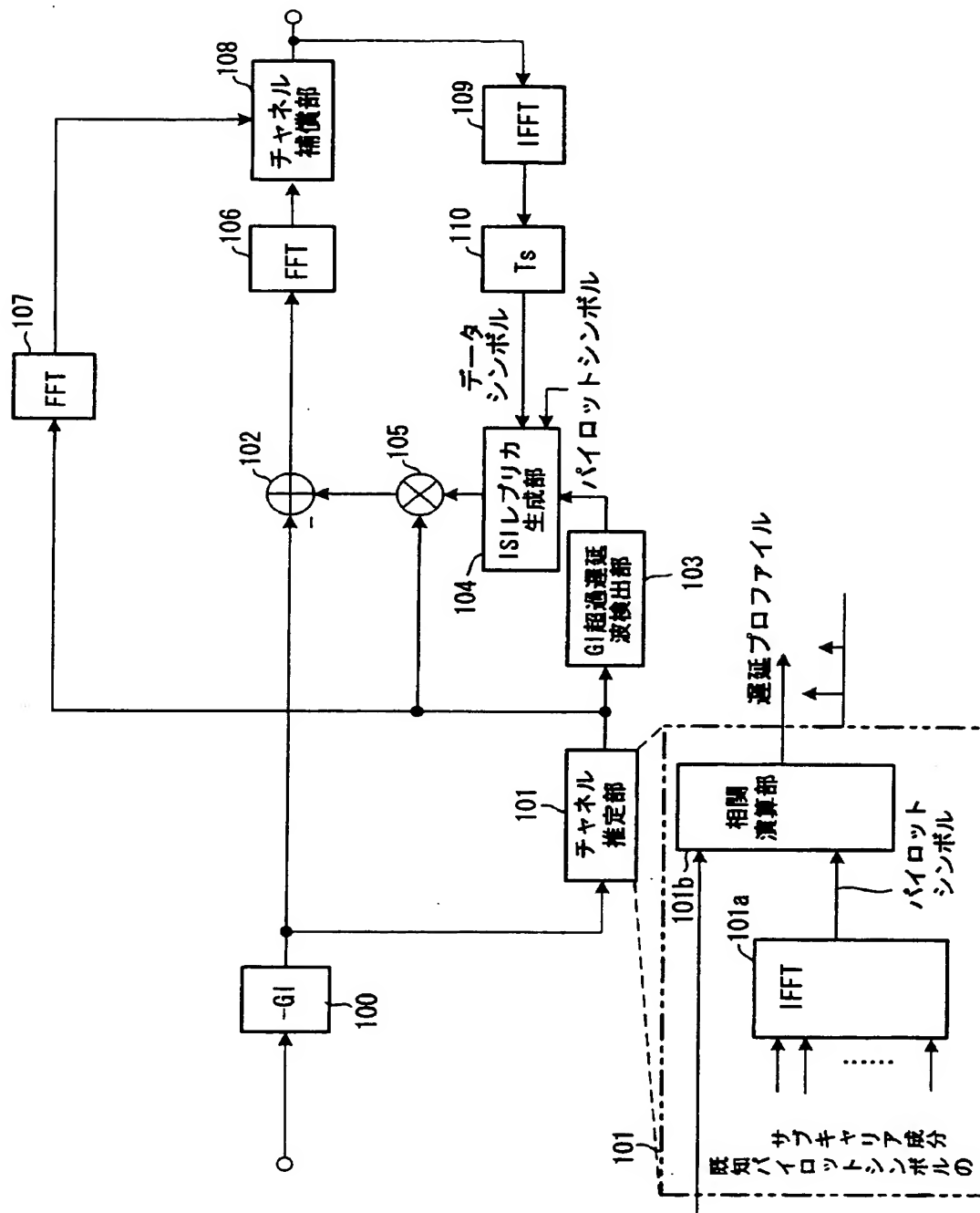
【図 1】



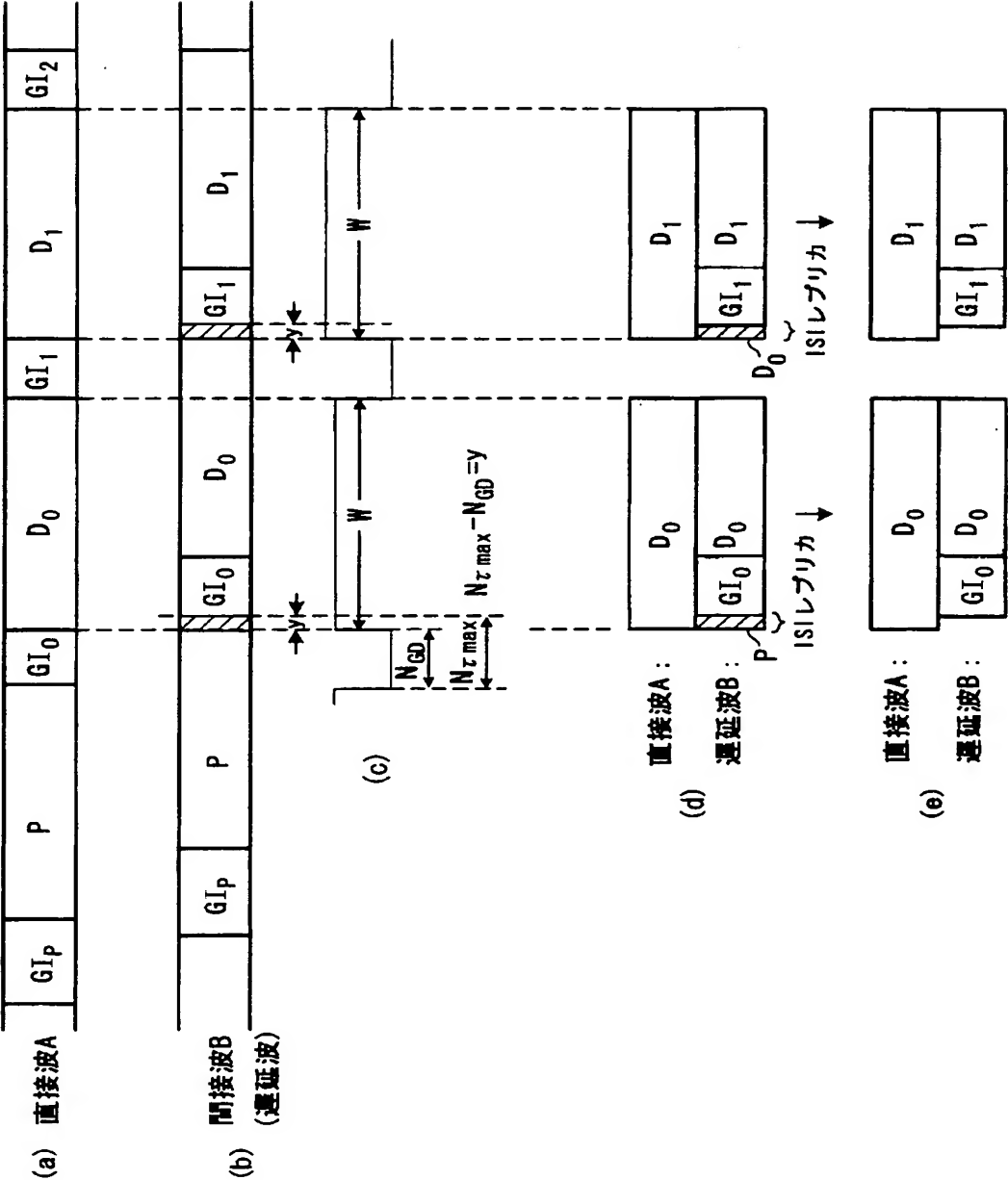
【図 2】



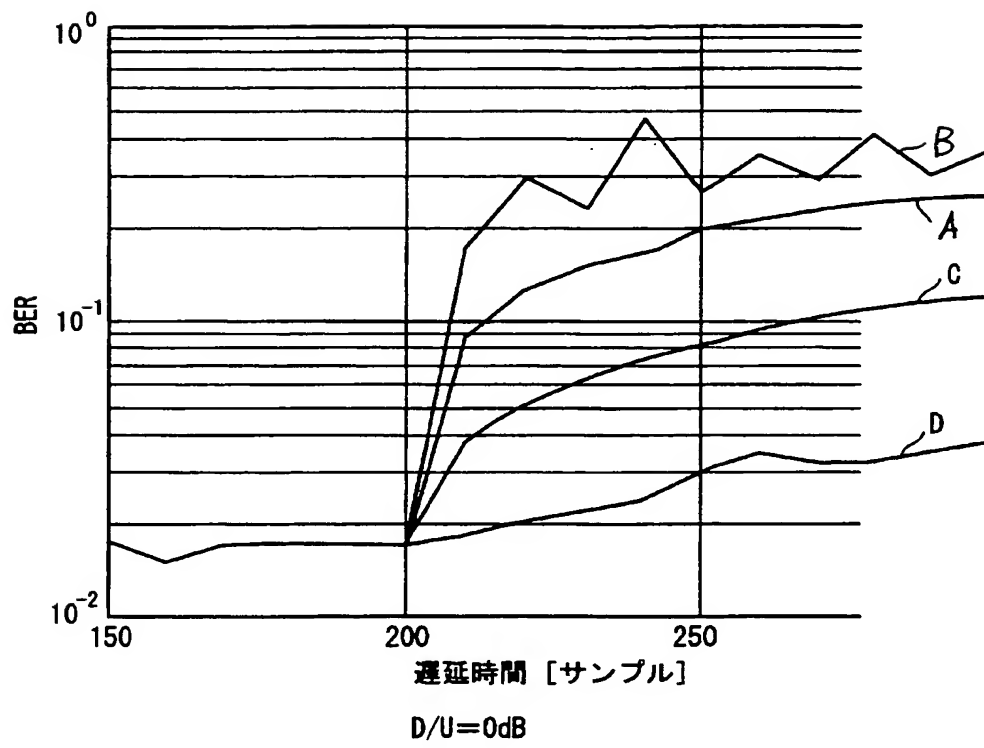
【図 3】



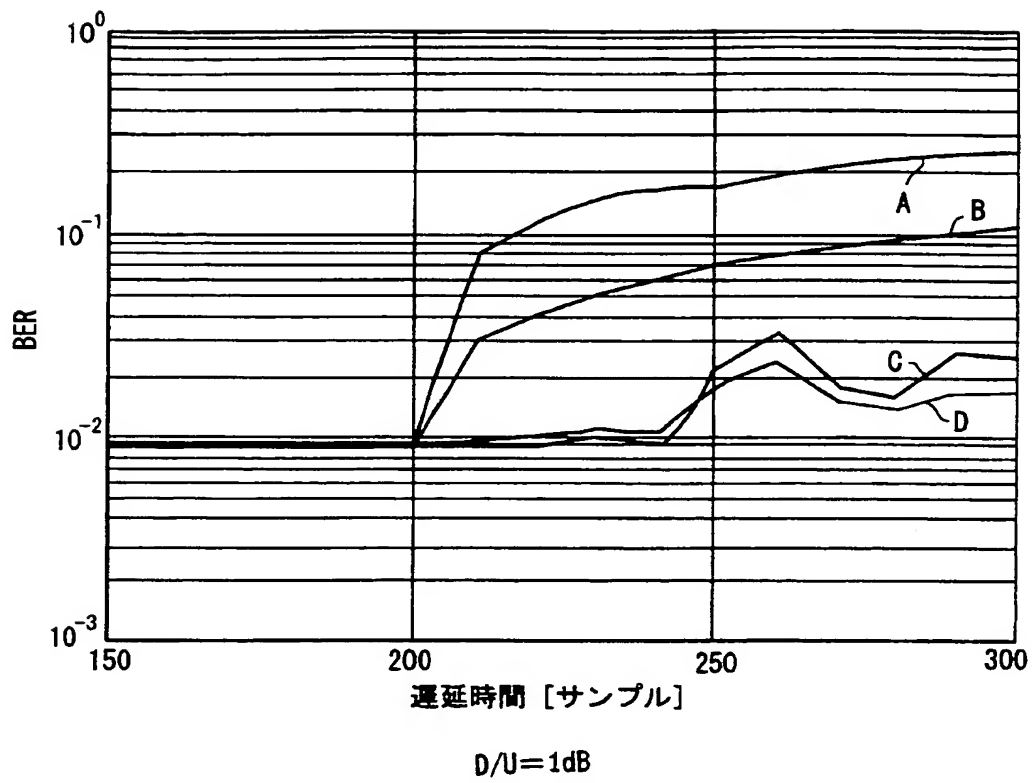
【図 4】



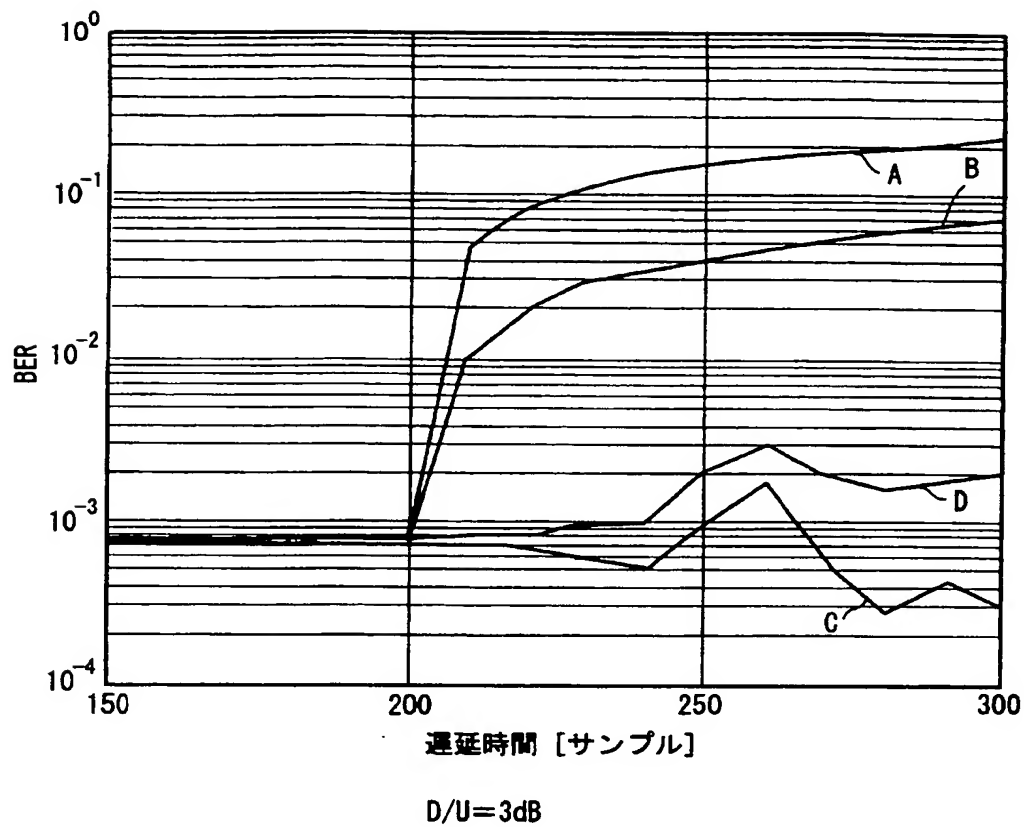
【図 5】



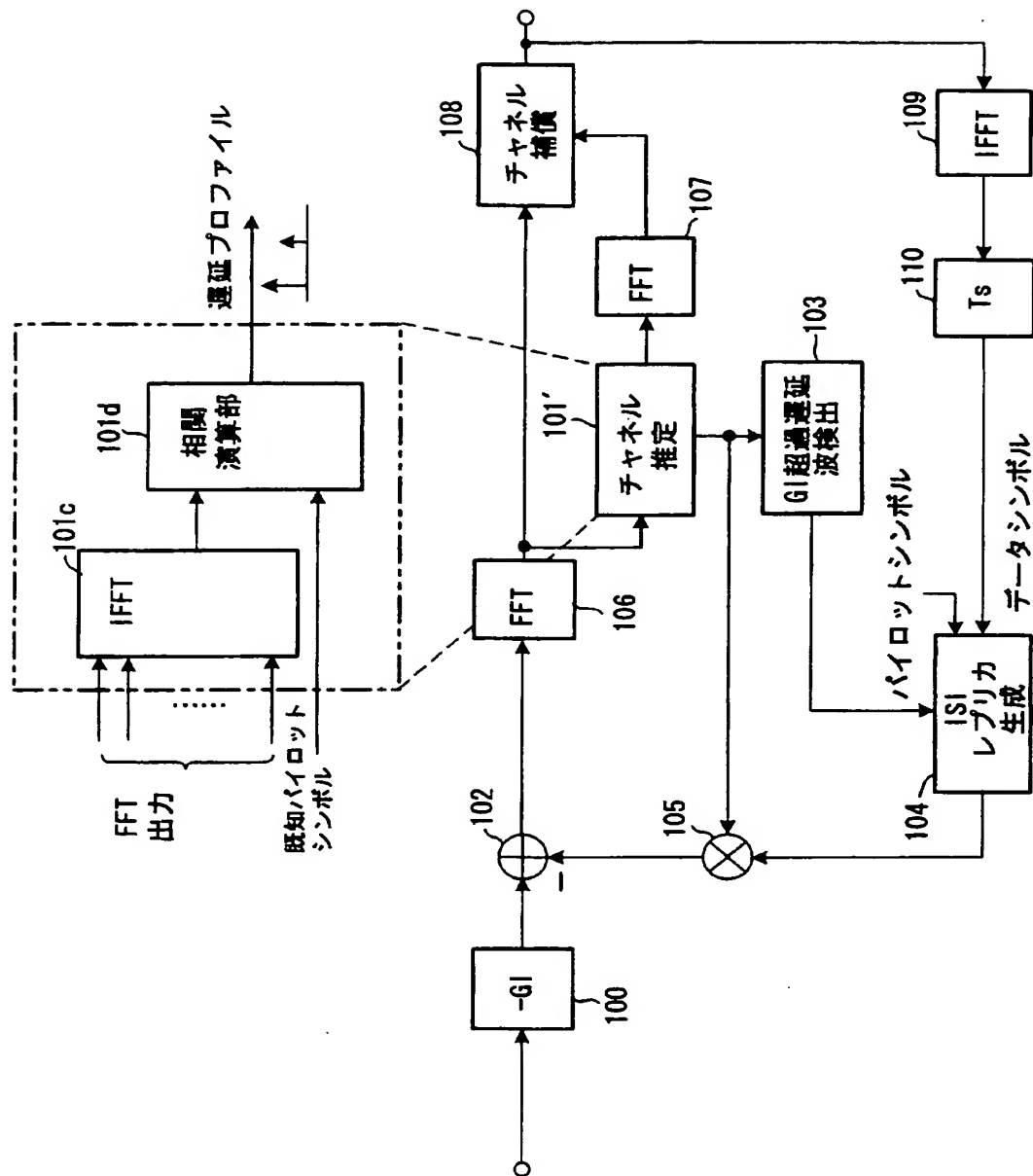
【図 6】



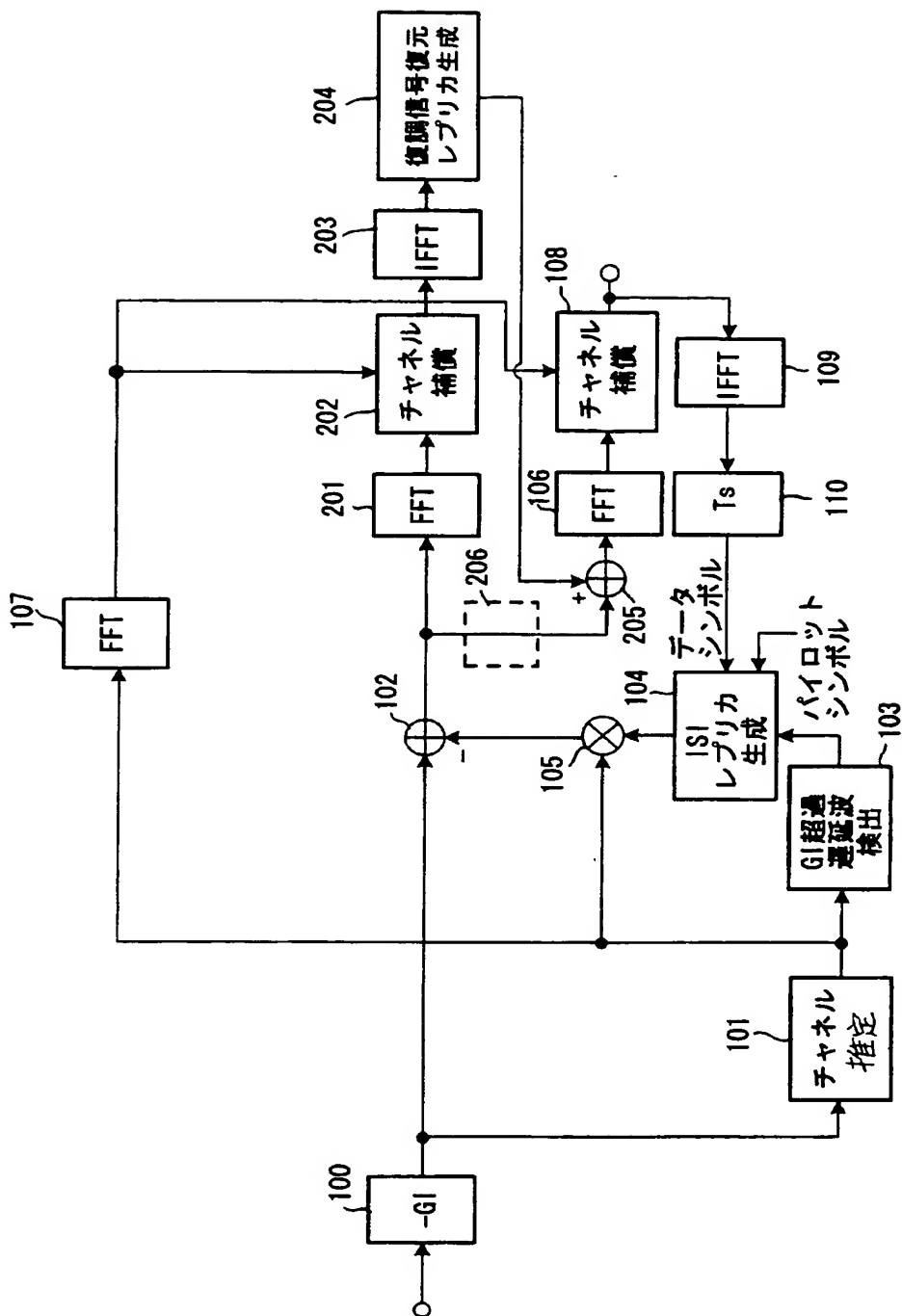
【図 7】



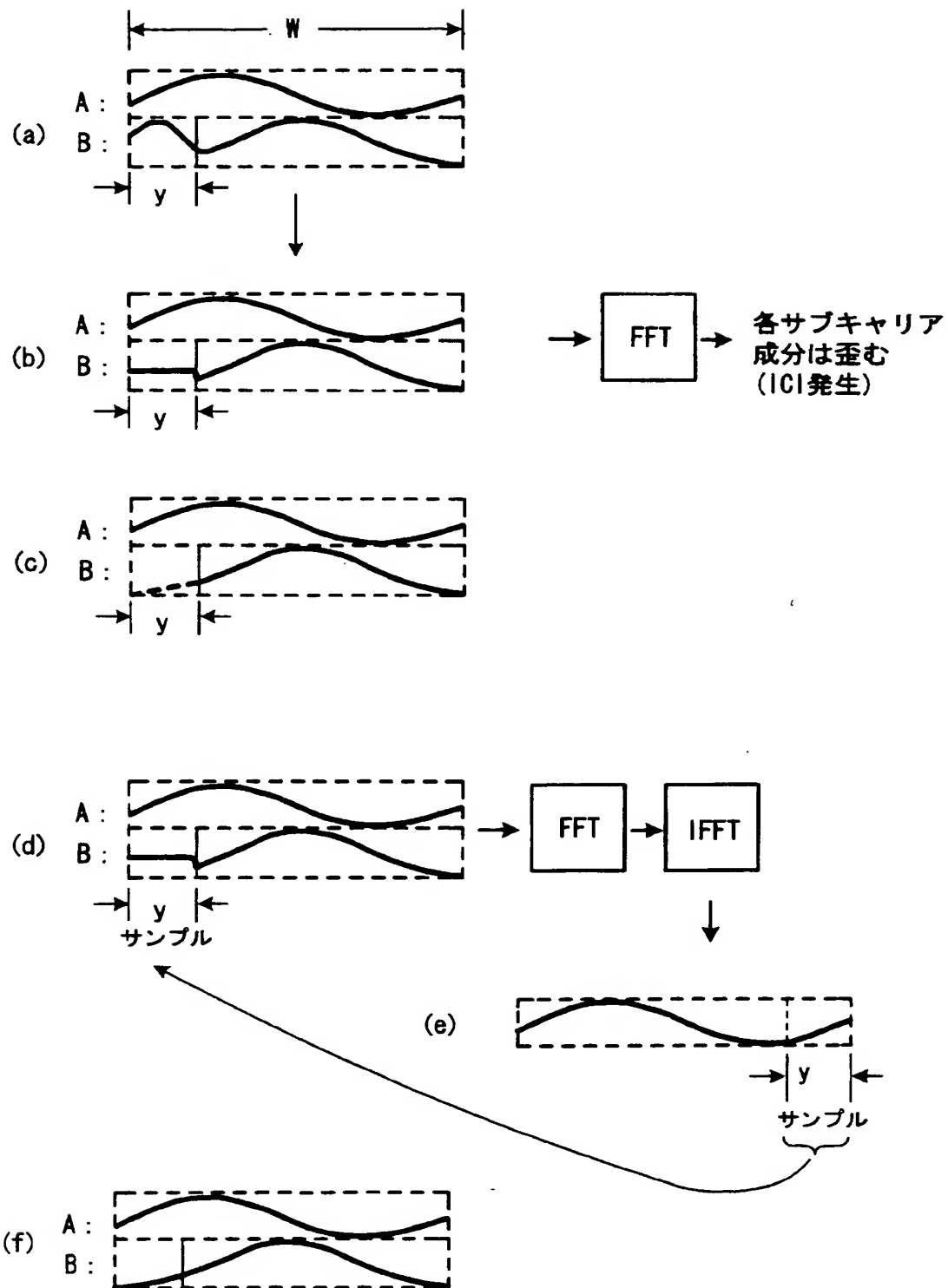
【図 8】



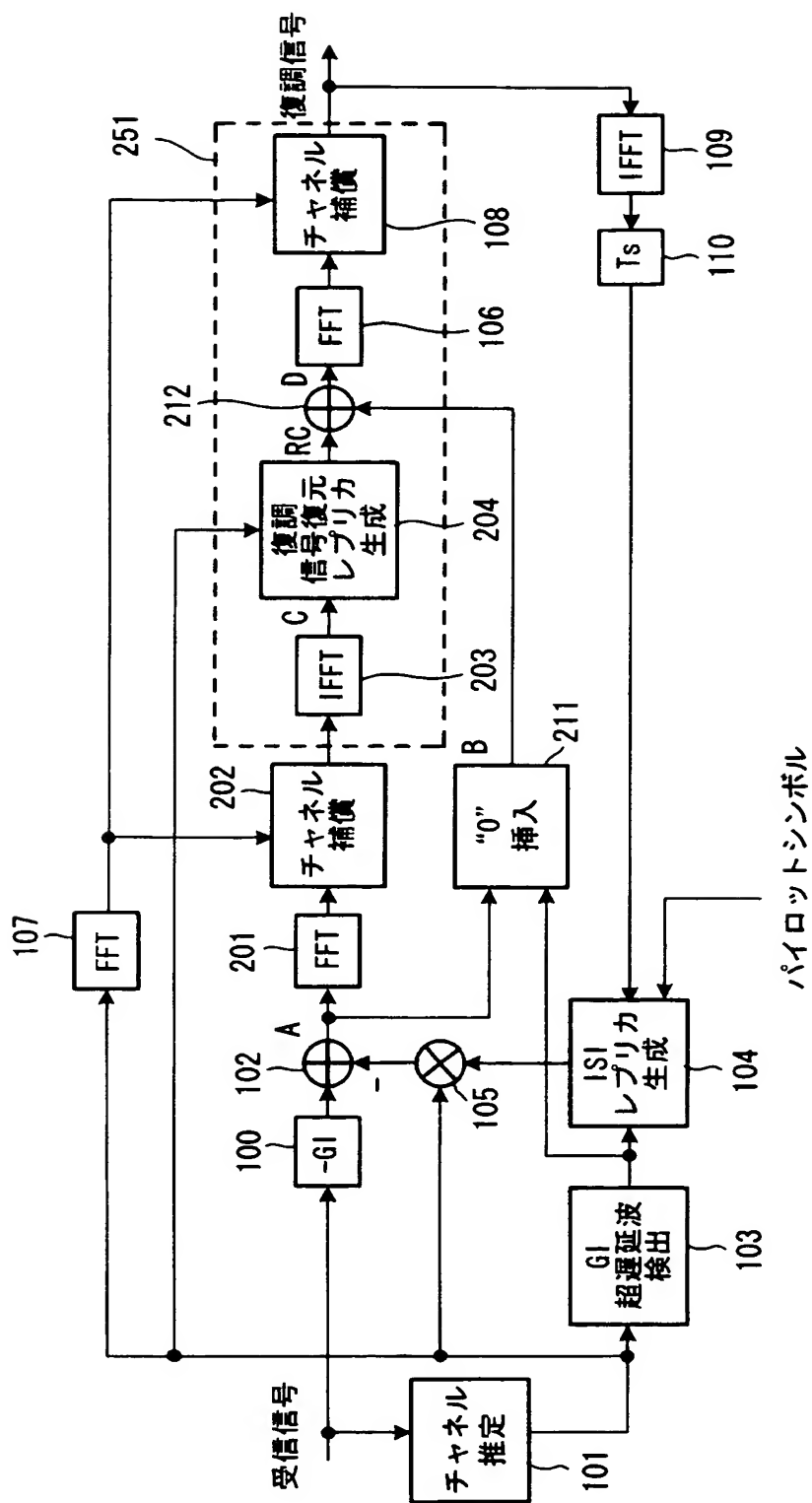
【図 9】



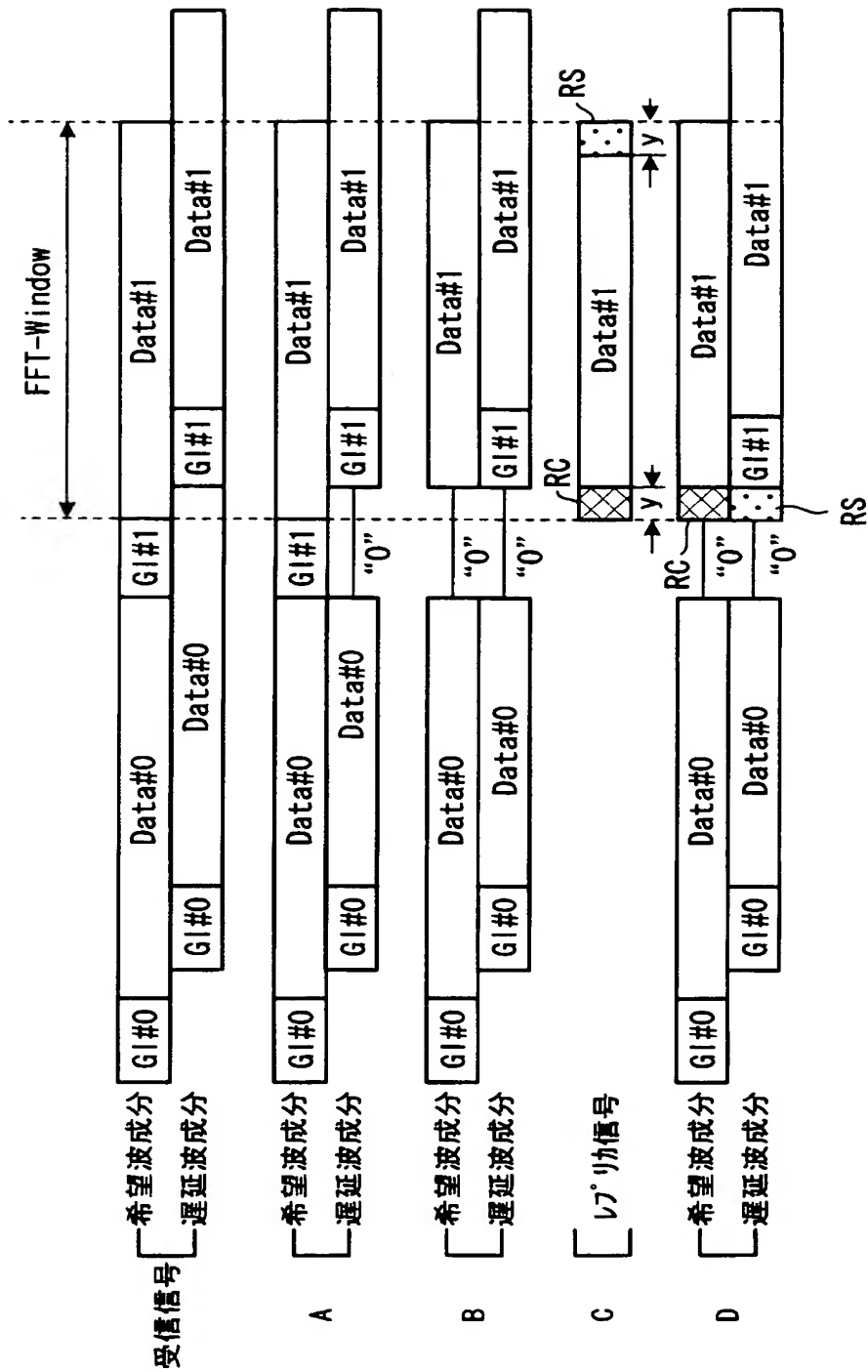
【図10】



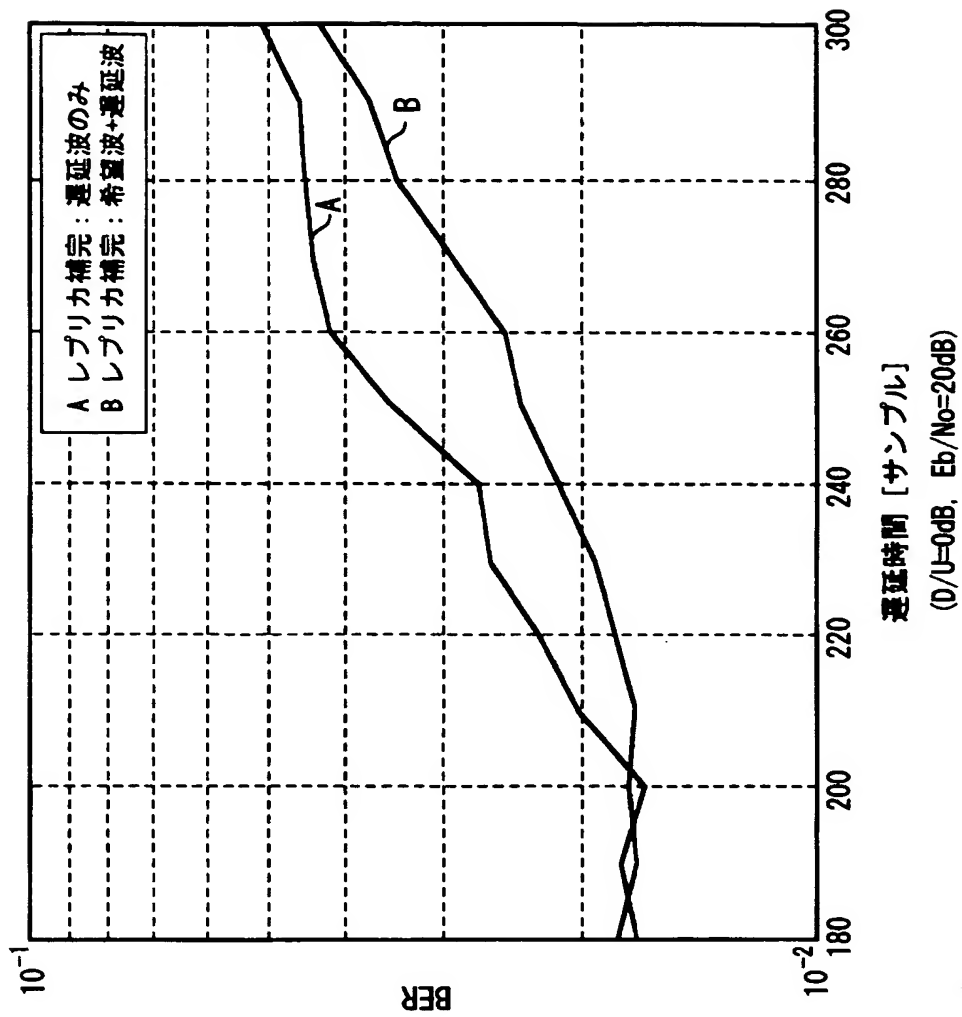
【図 11】



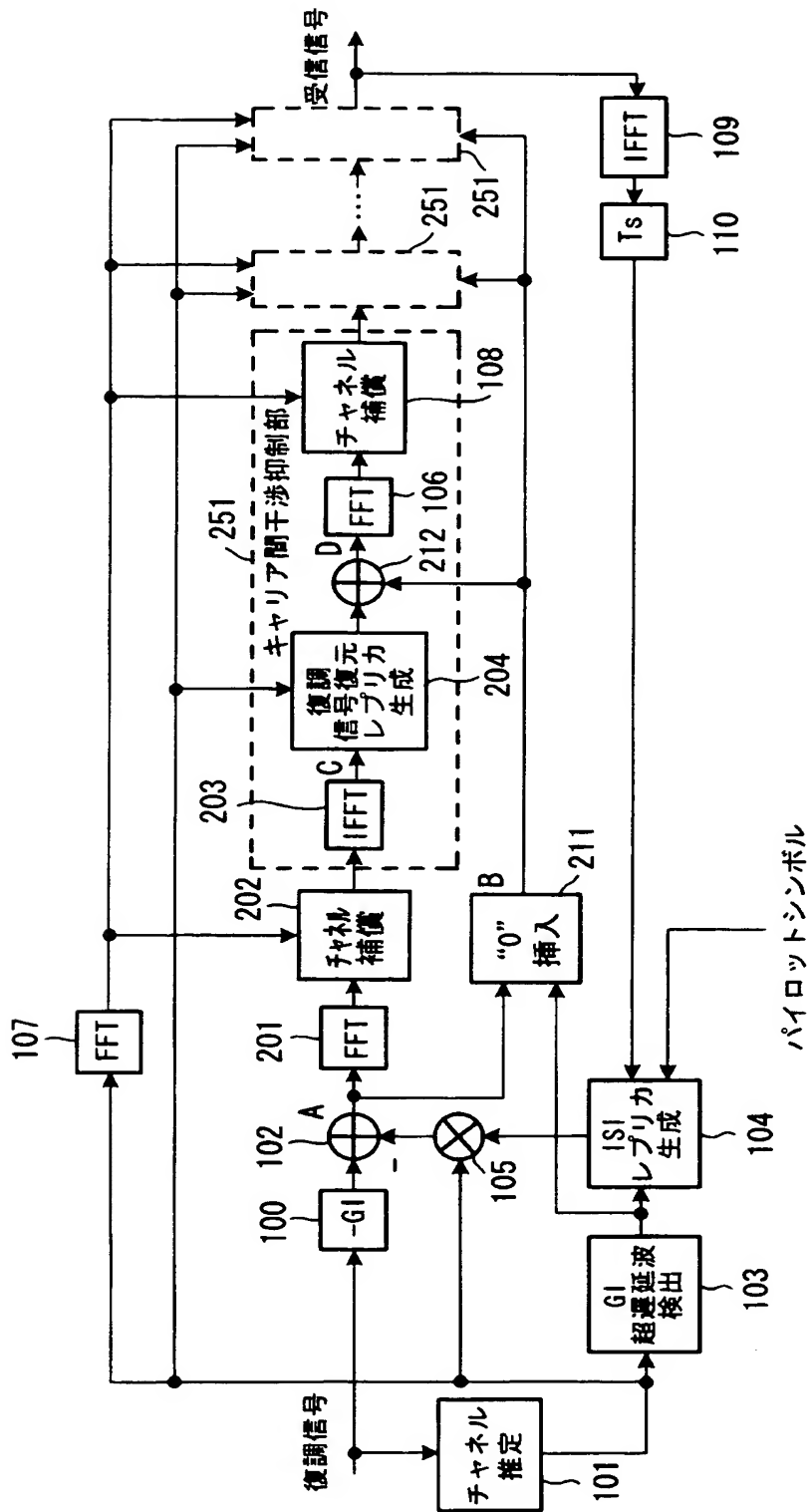
【図 12】



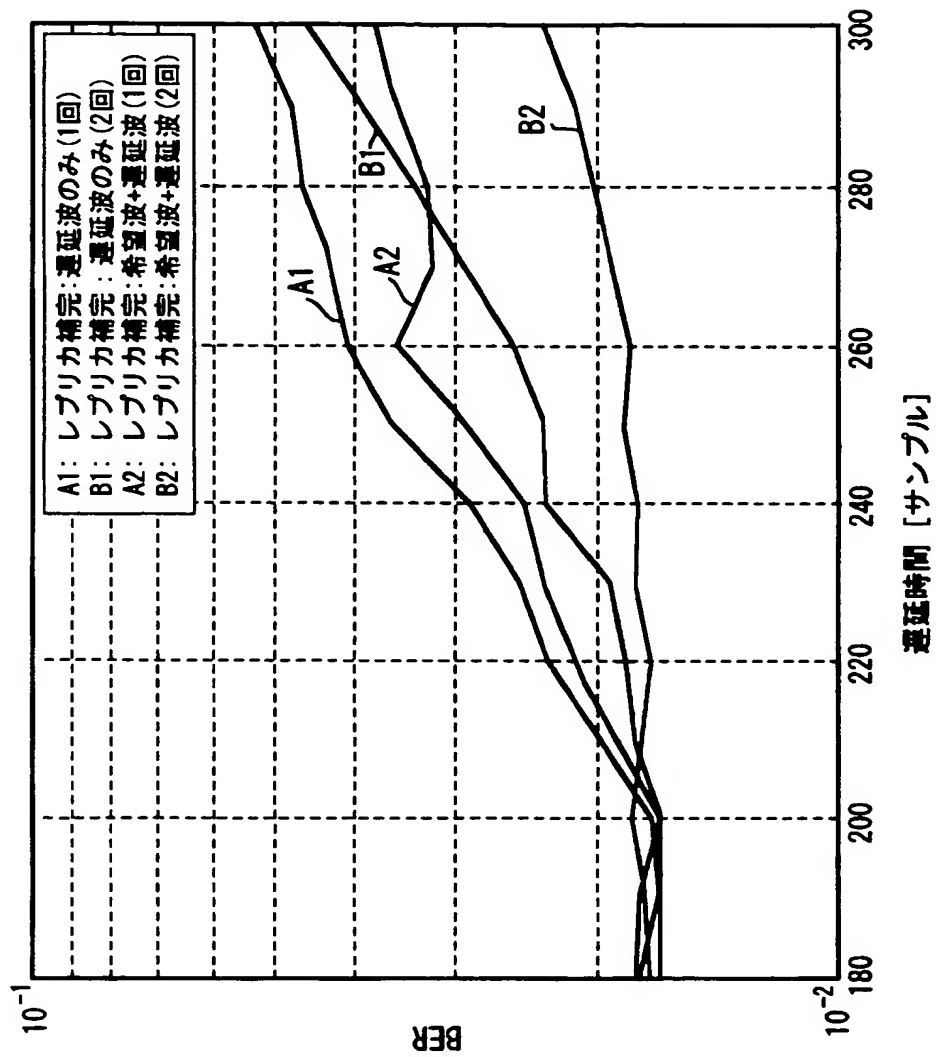
【図 13】



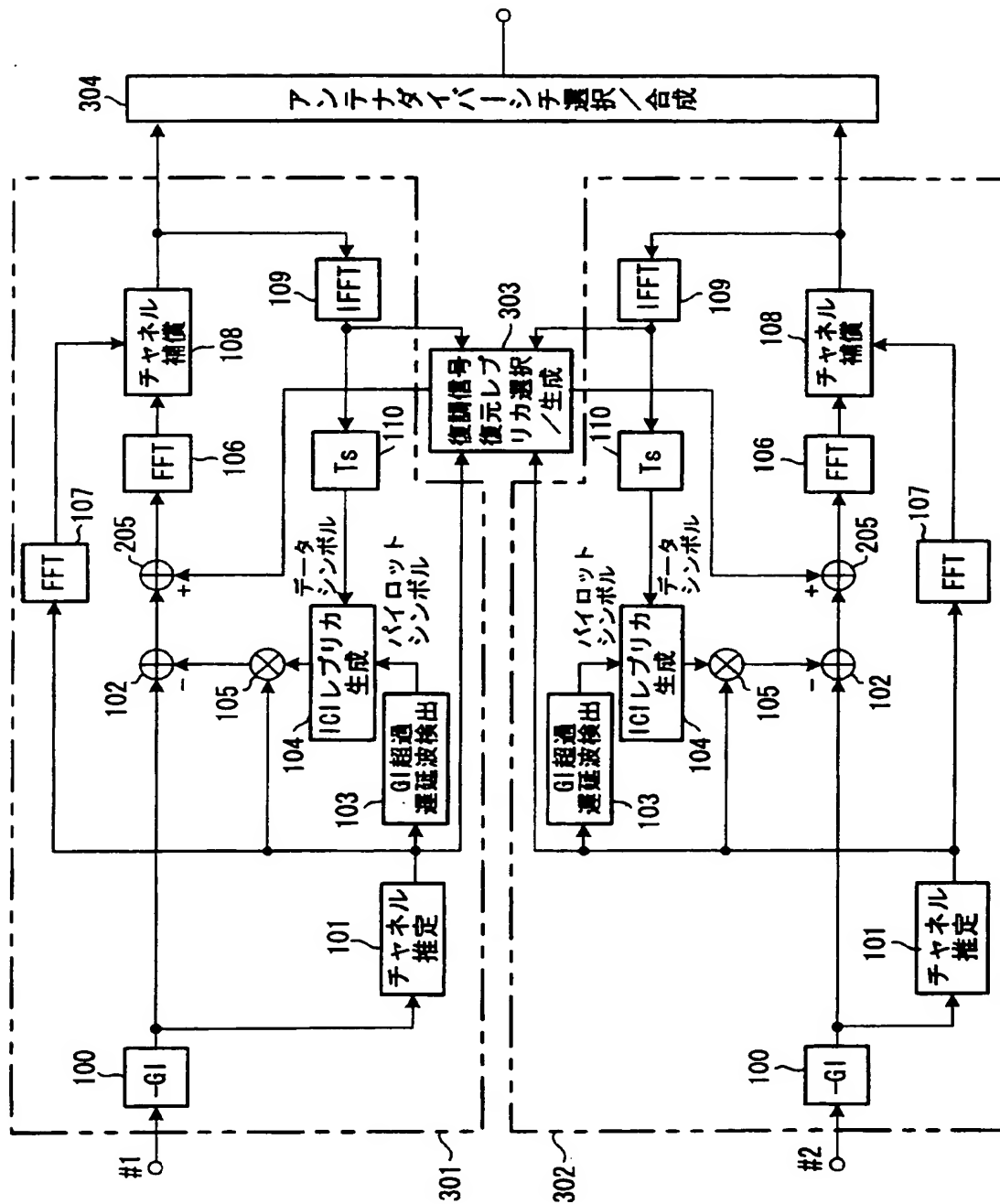
【図 14】



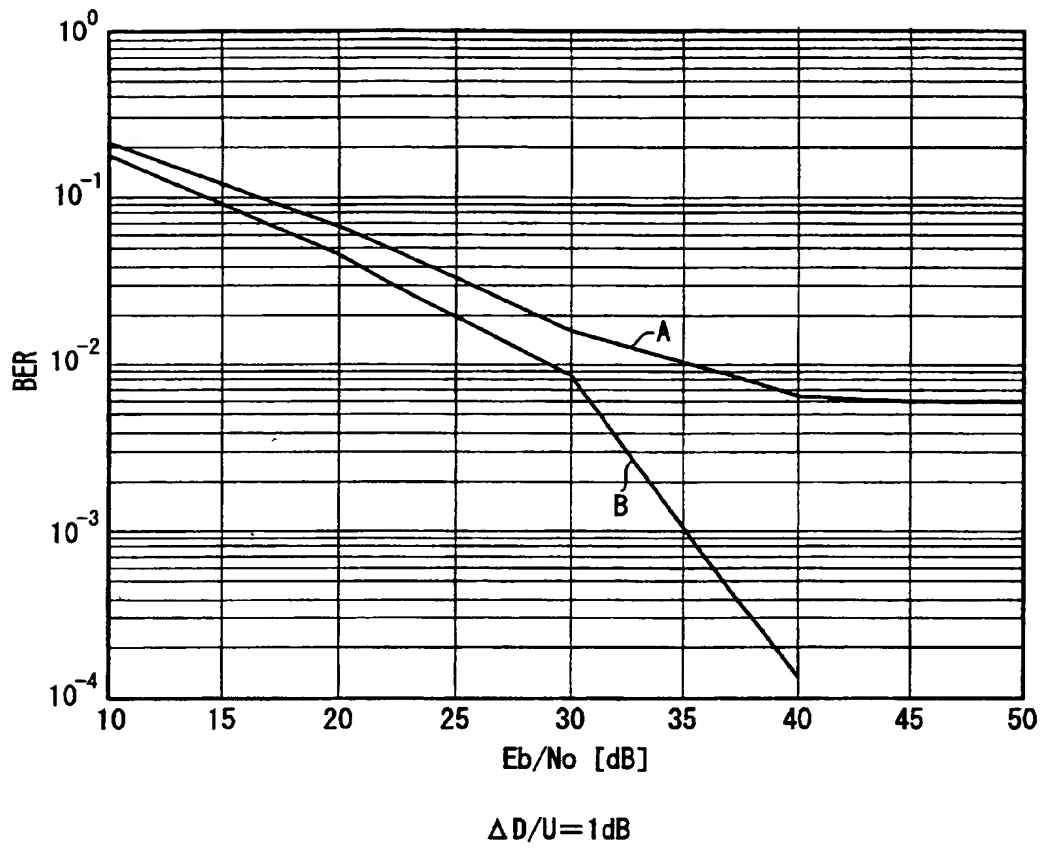
【図 15】



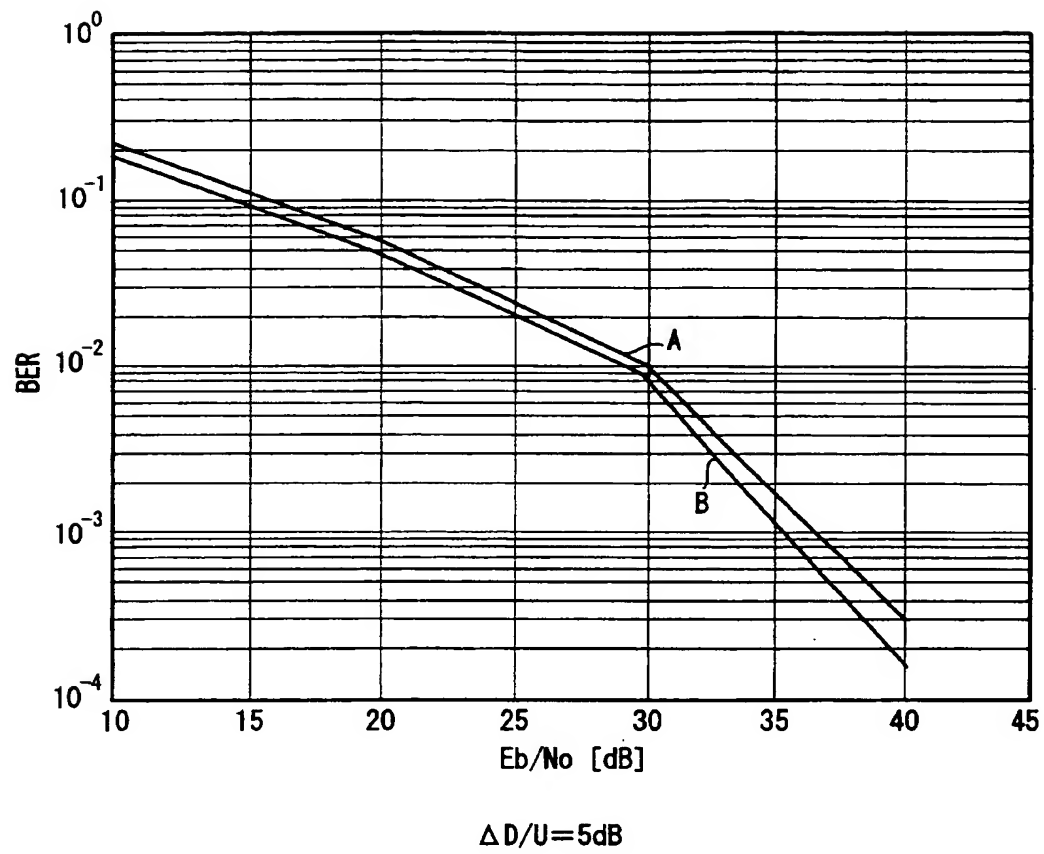
【図 16】



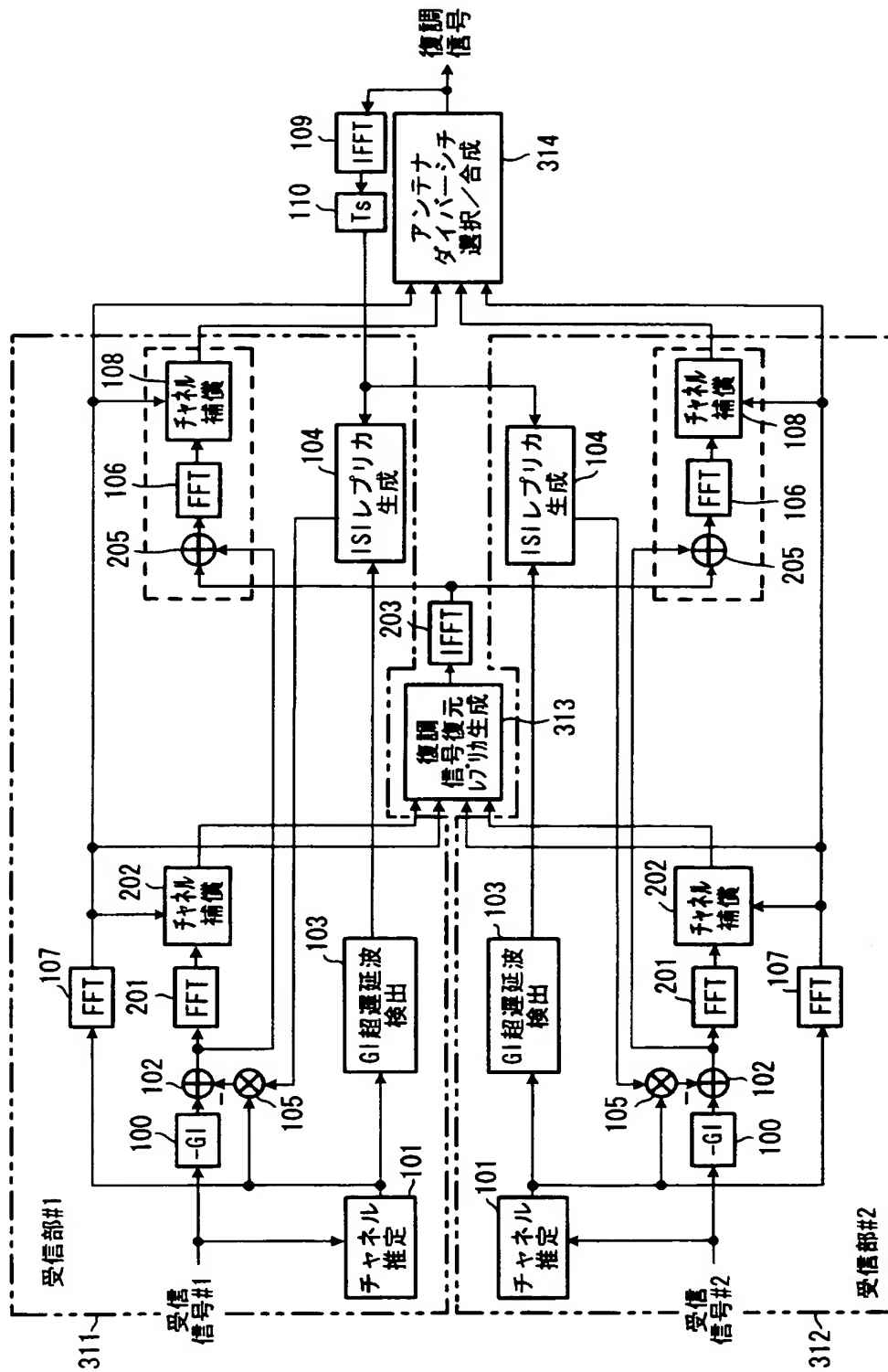
【図 17】



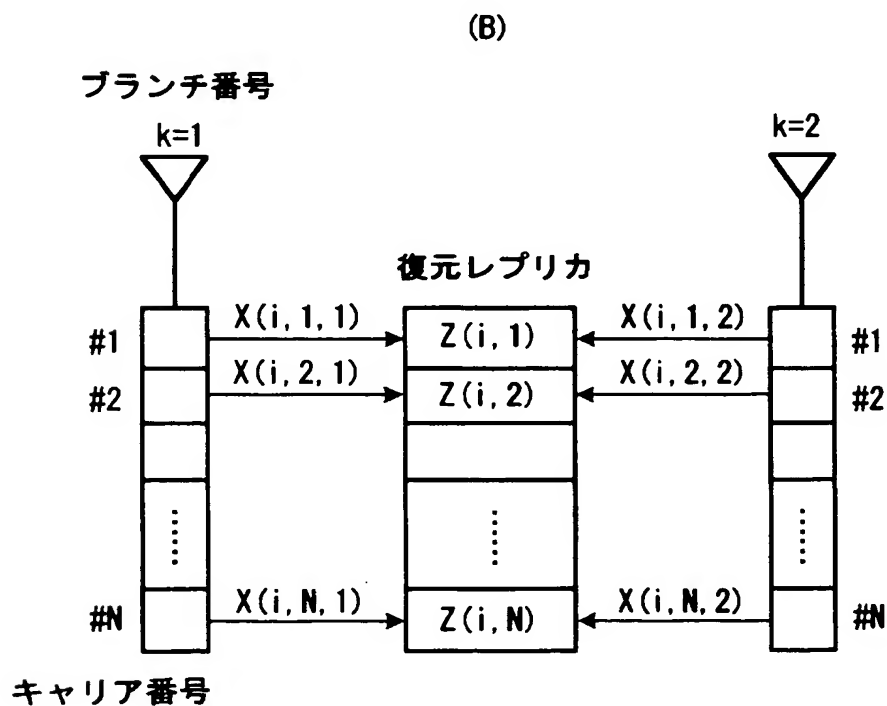
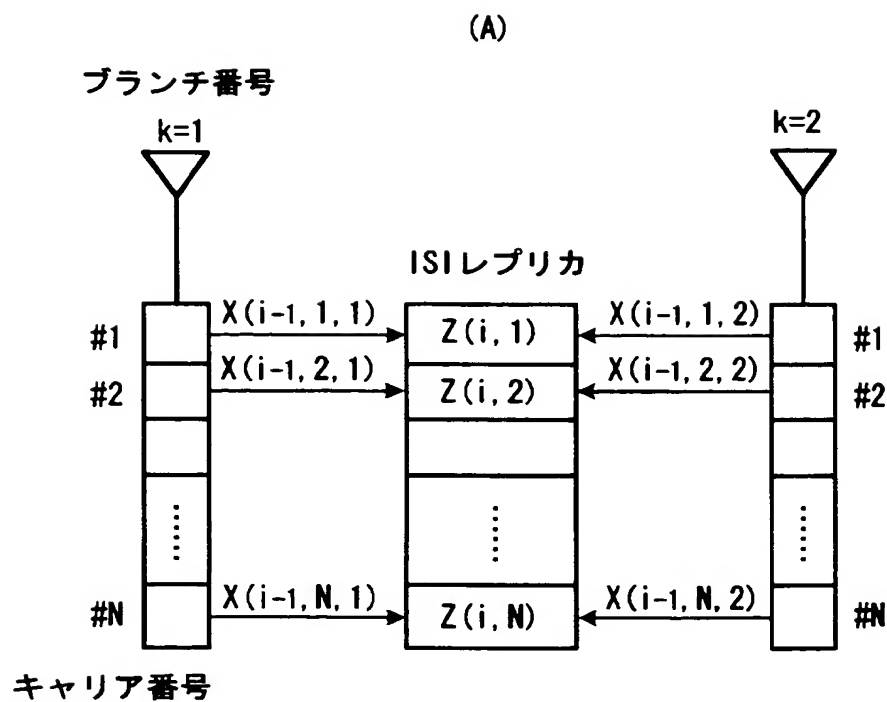
【図 18】



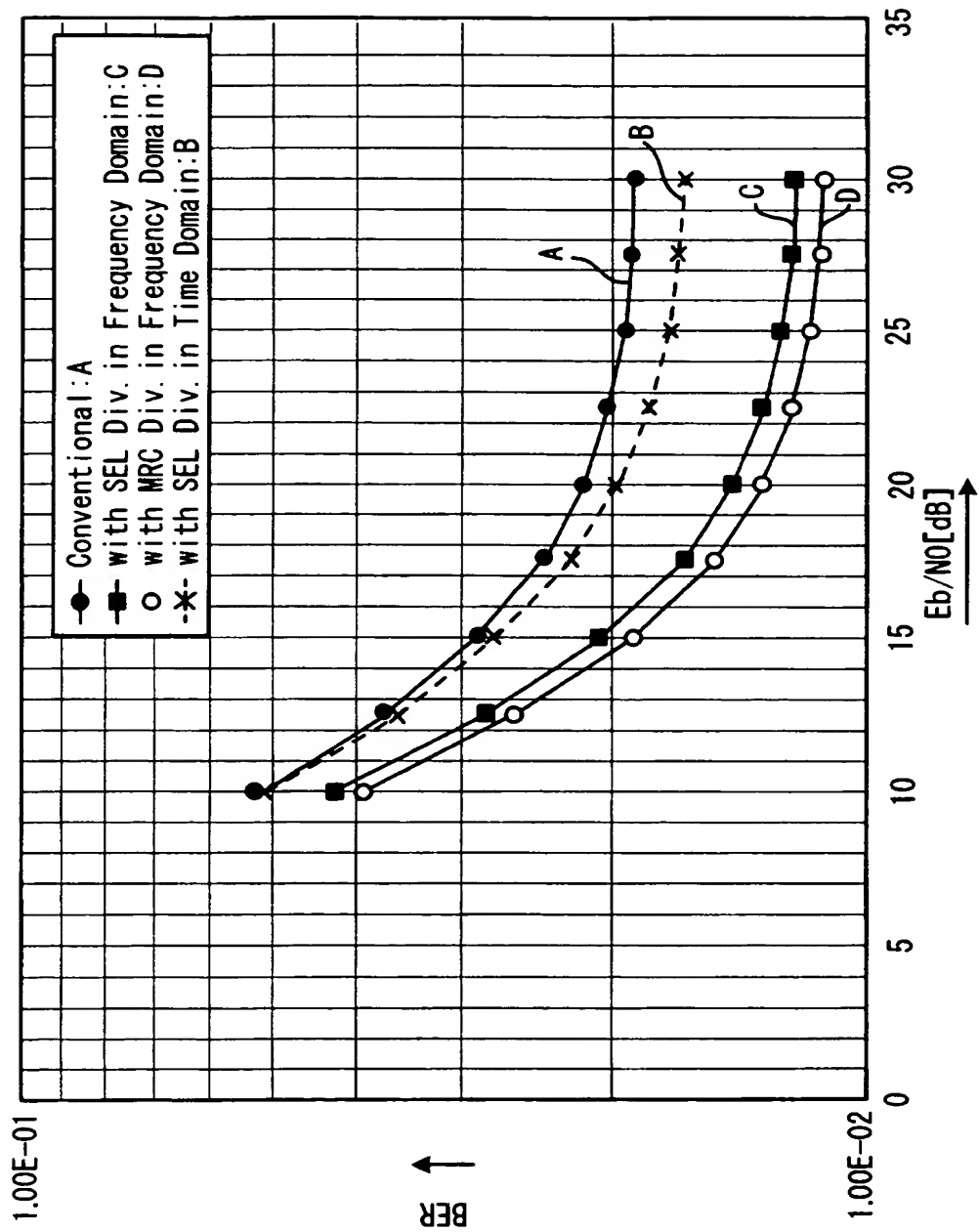
【図 19】



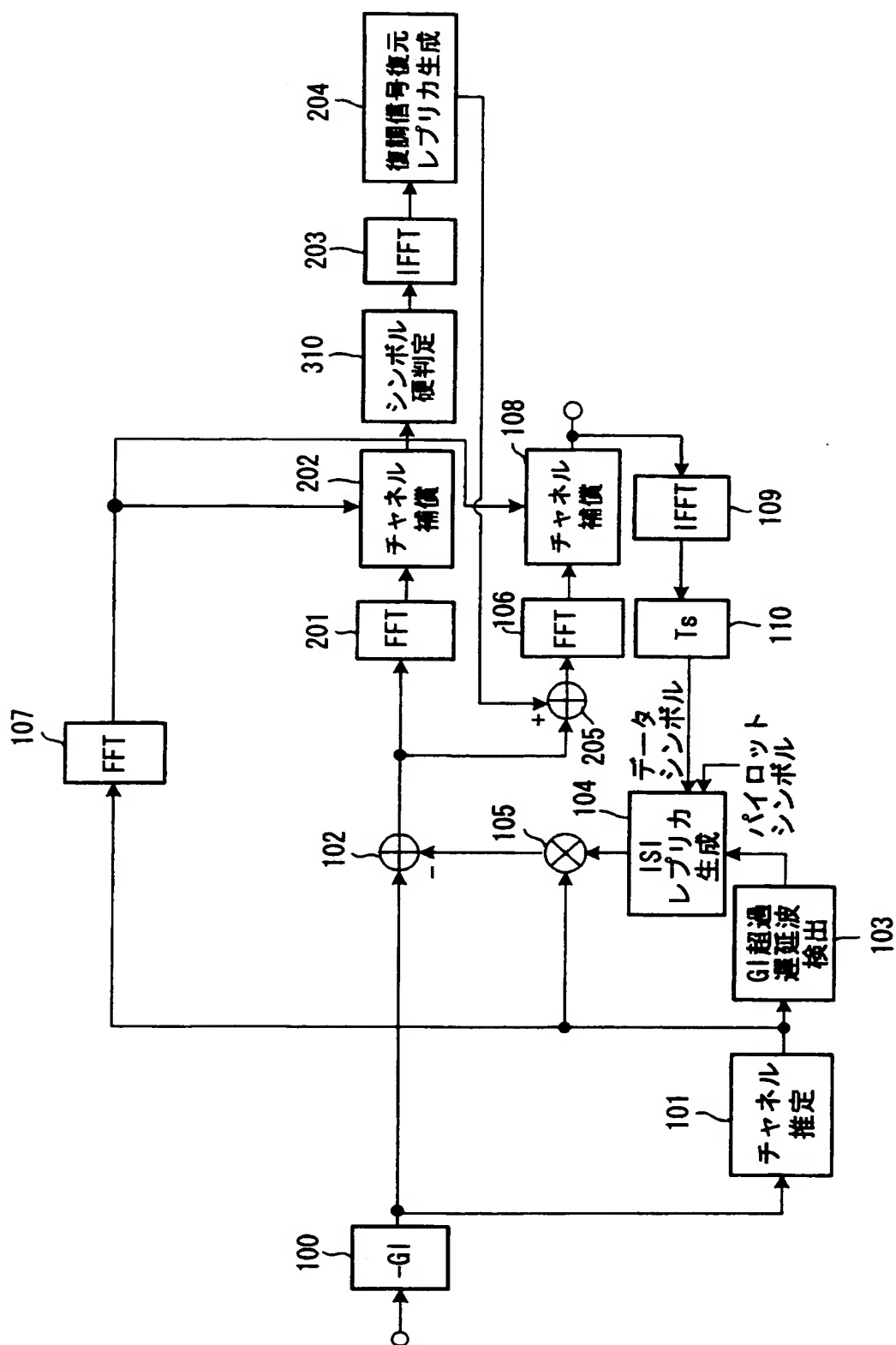
【図 2 0】



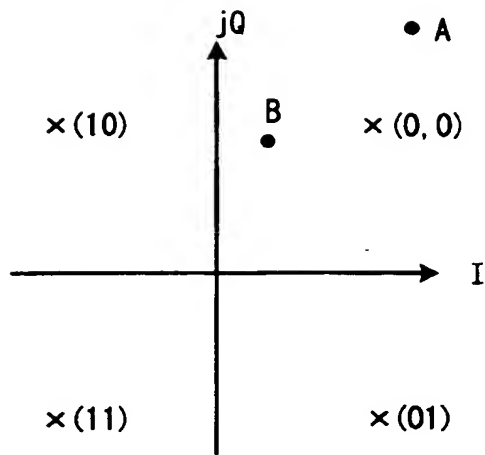
【図 21】



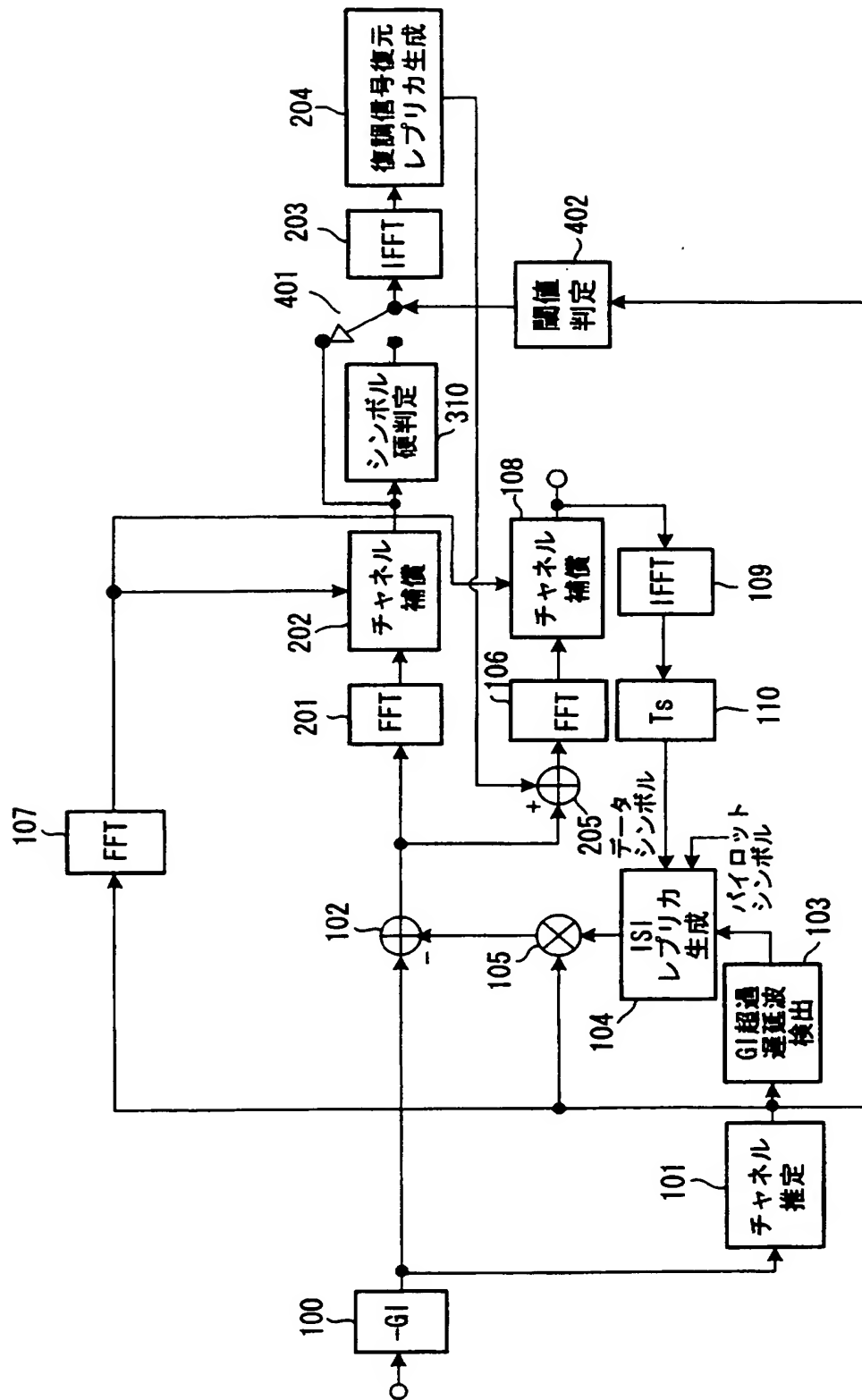
【図 22】



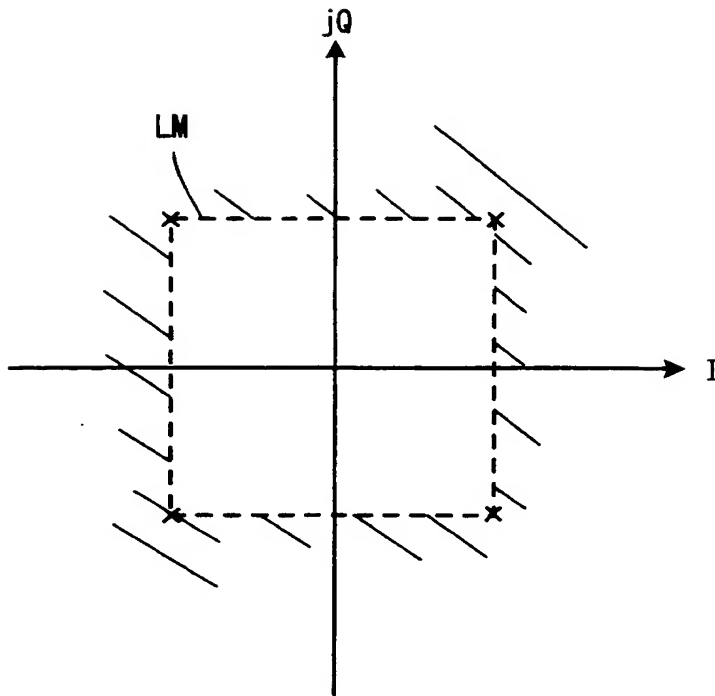
【図 2 3】



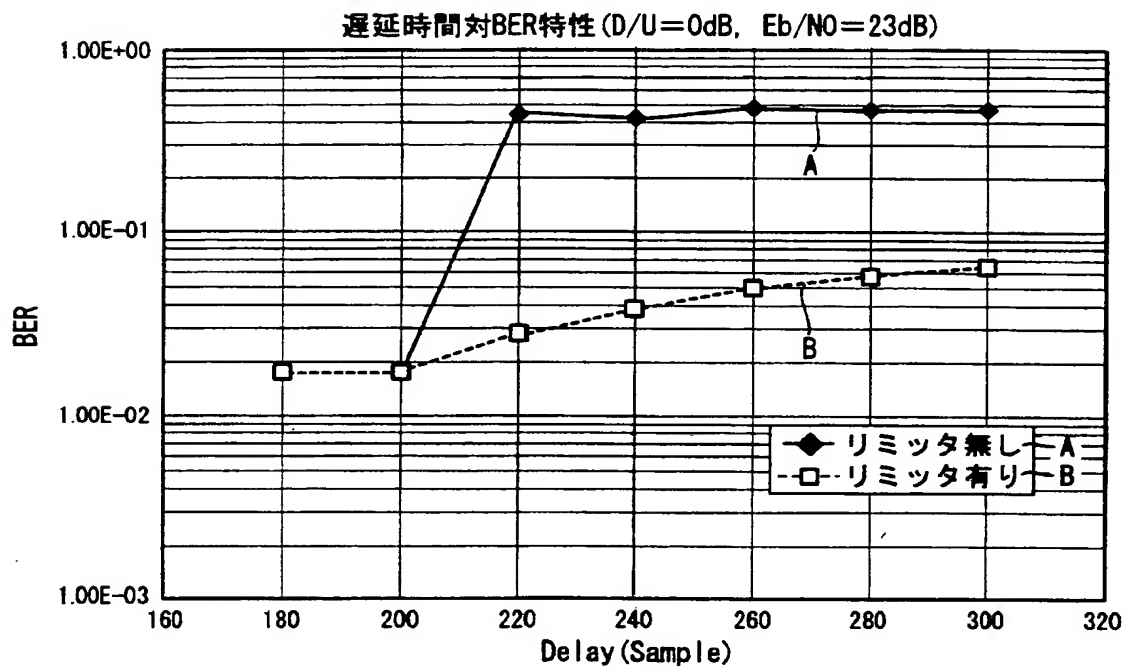
【図 2 4】



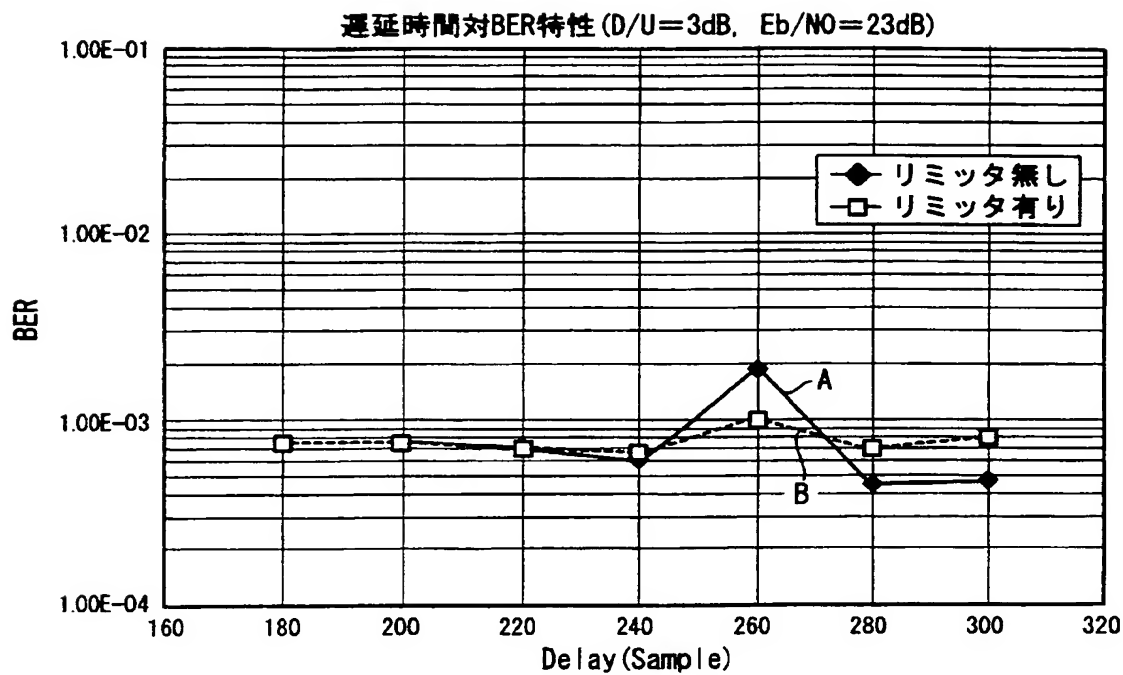
【図 26】



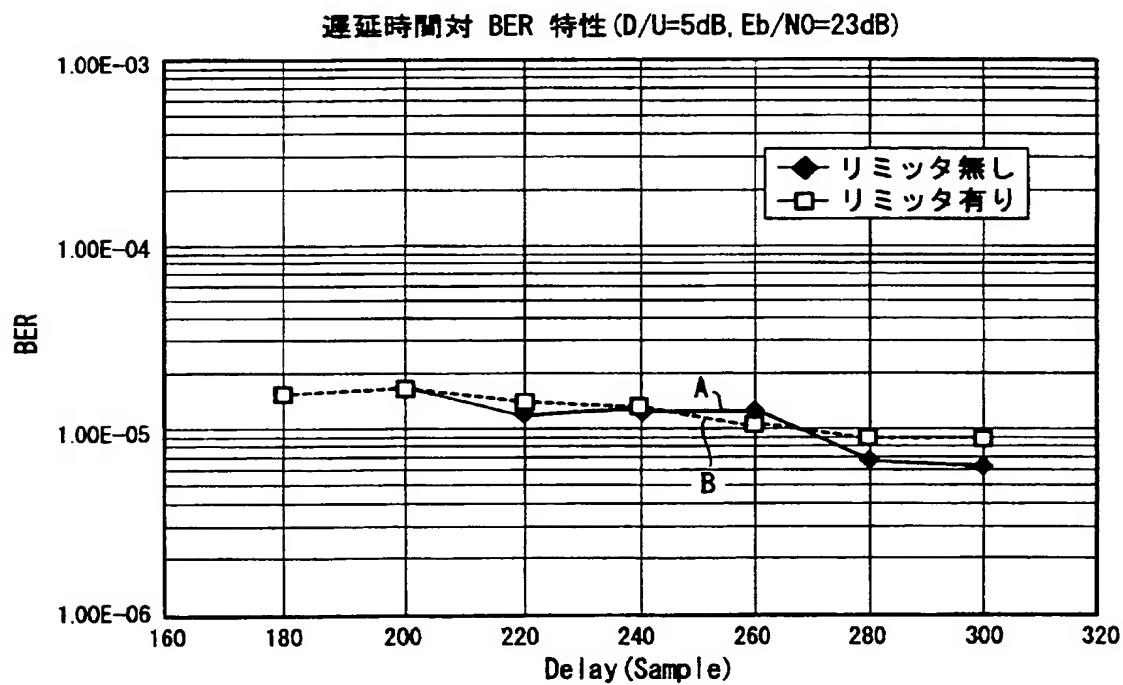
【図 27】



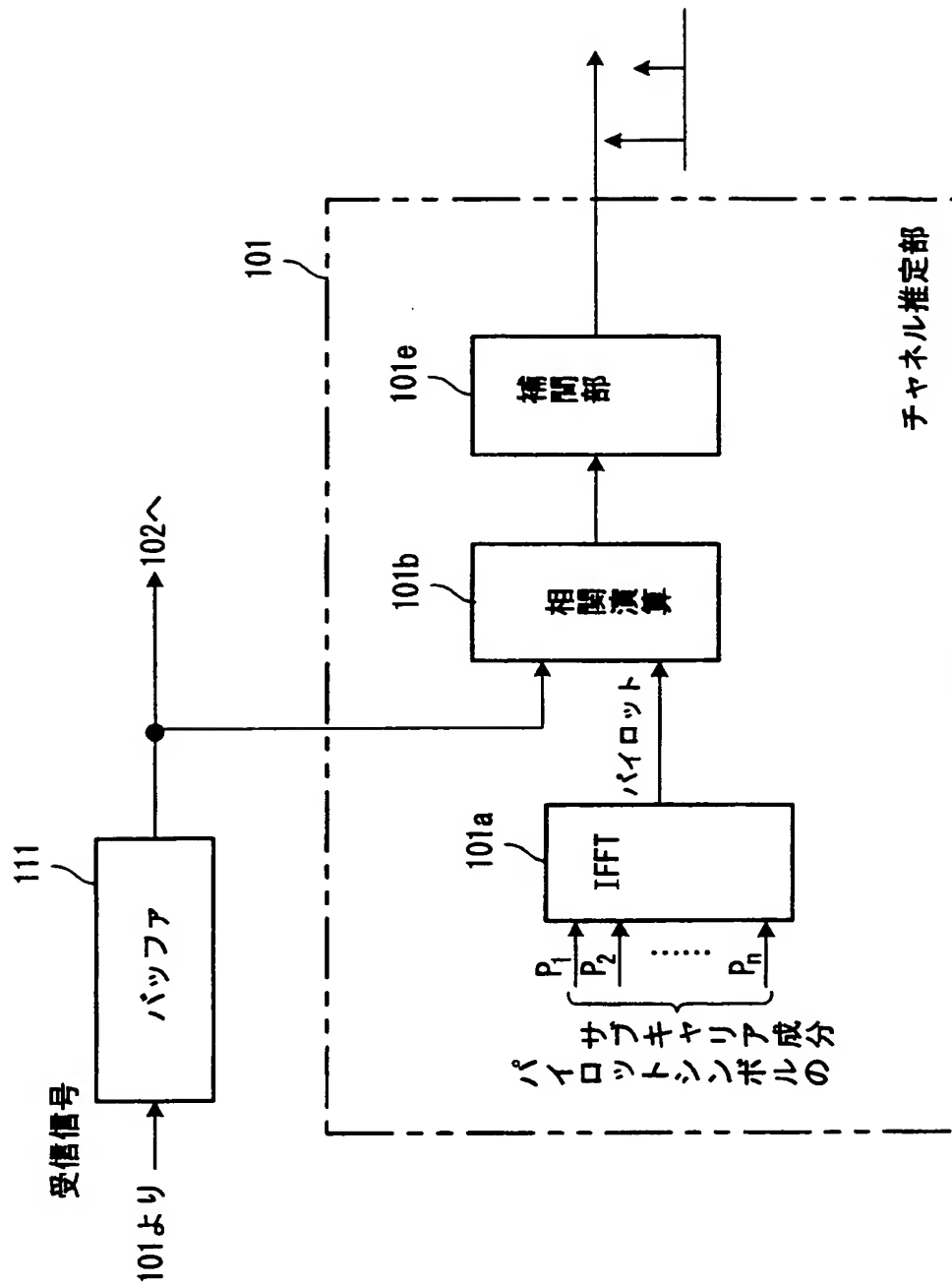
【図 28】



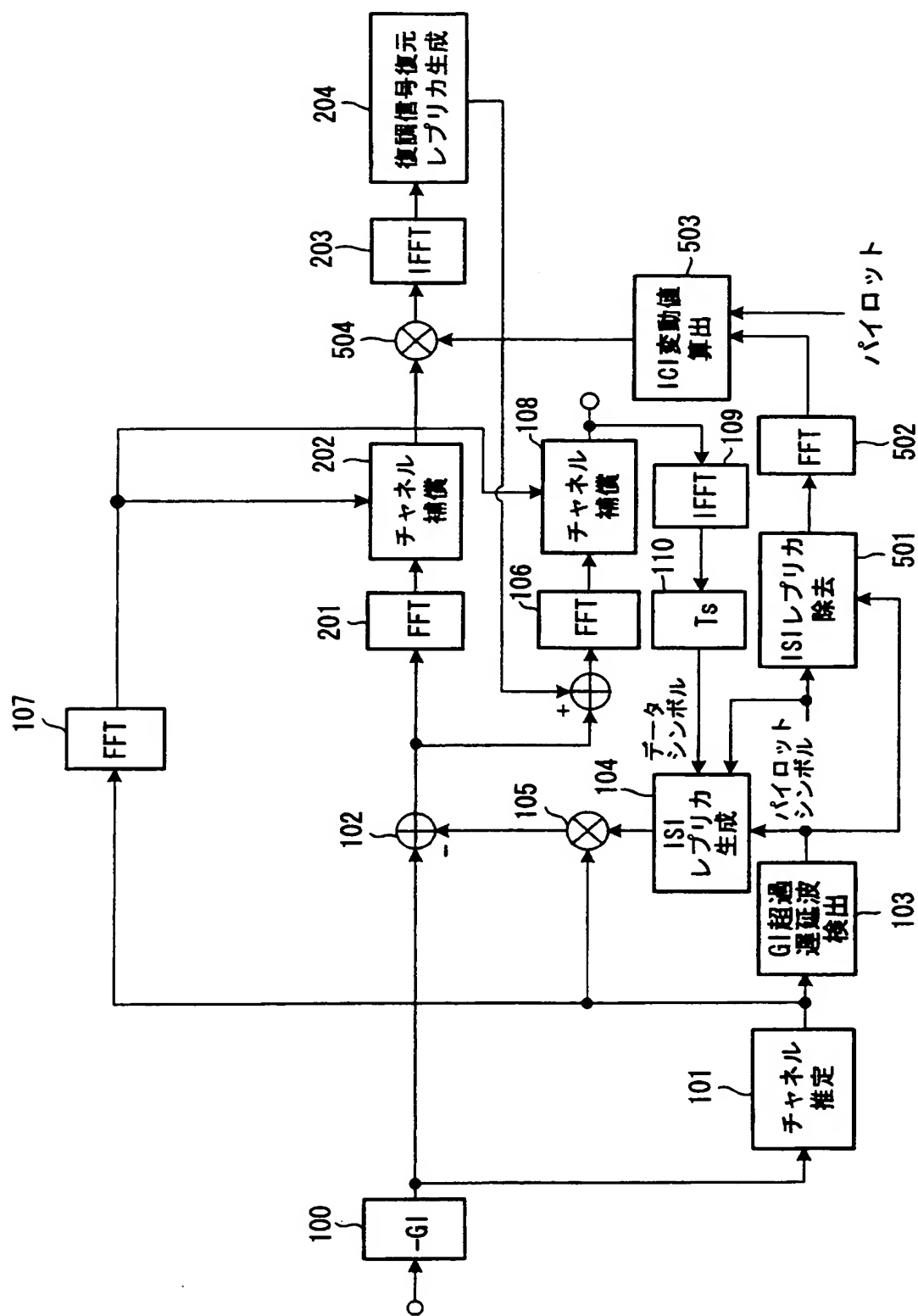
【図 29】



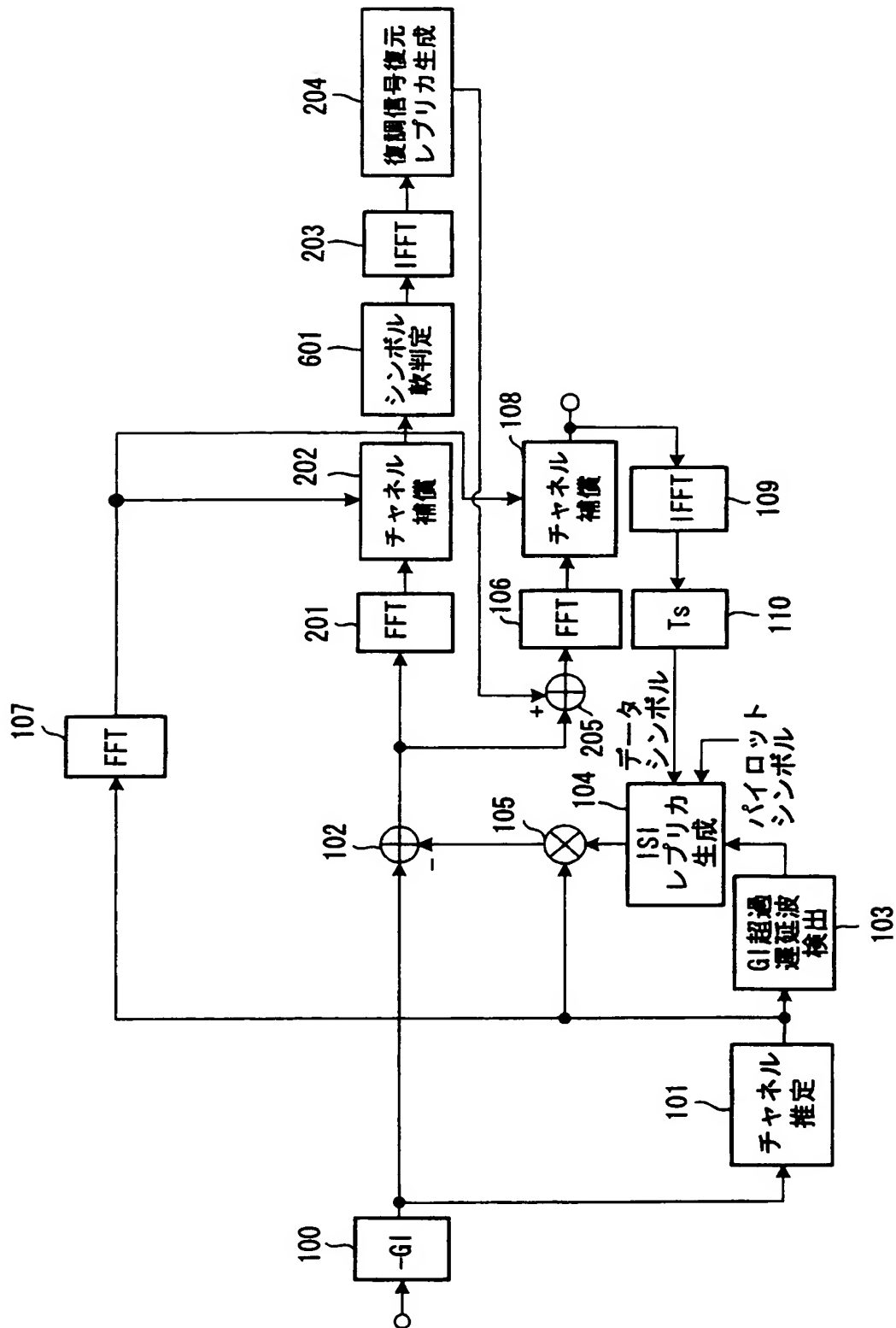
【図 30】



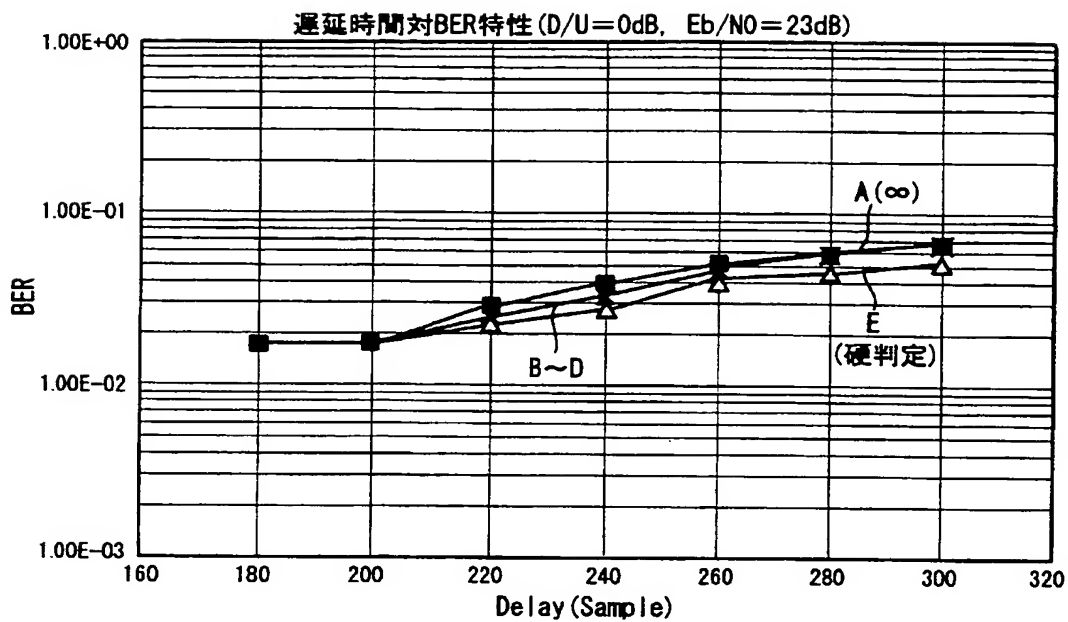
【図 3 1】



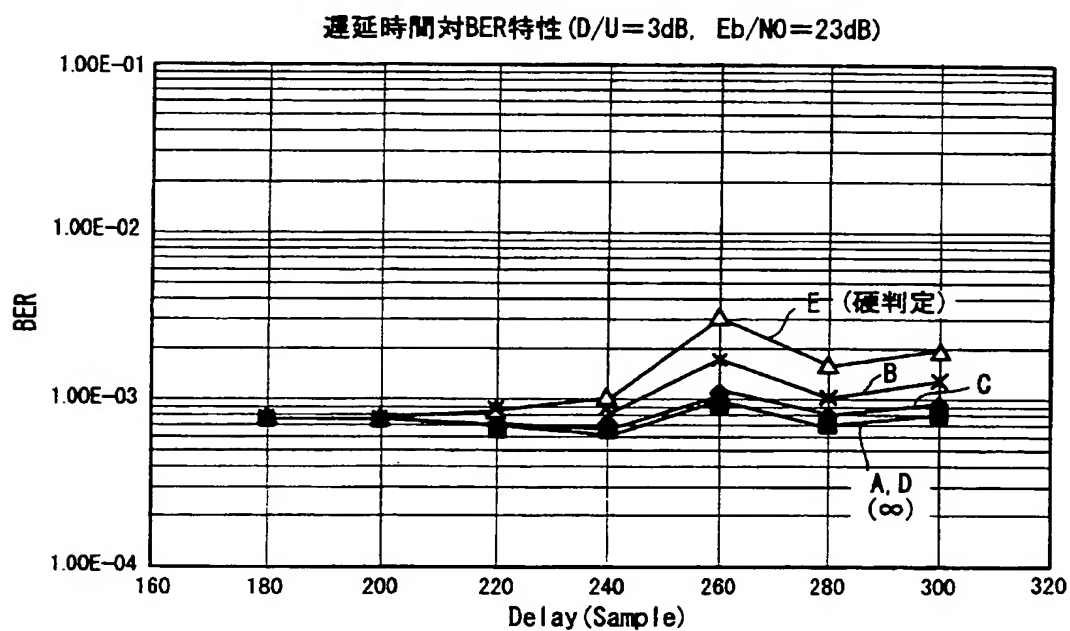
【図 3 2】



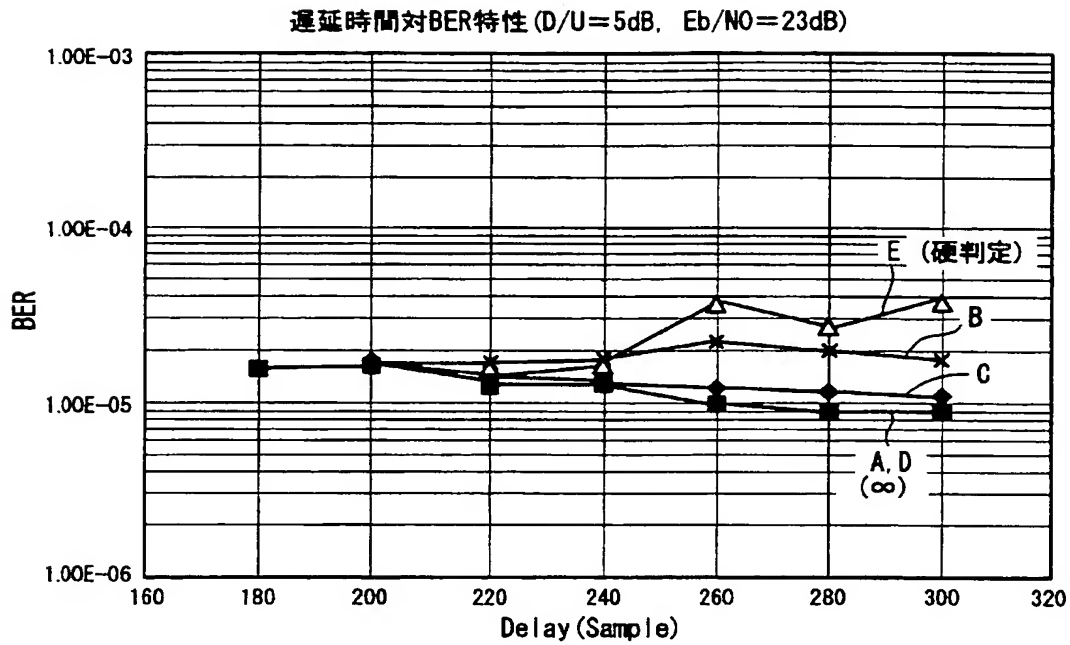
【図 3 3】



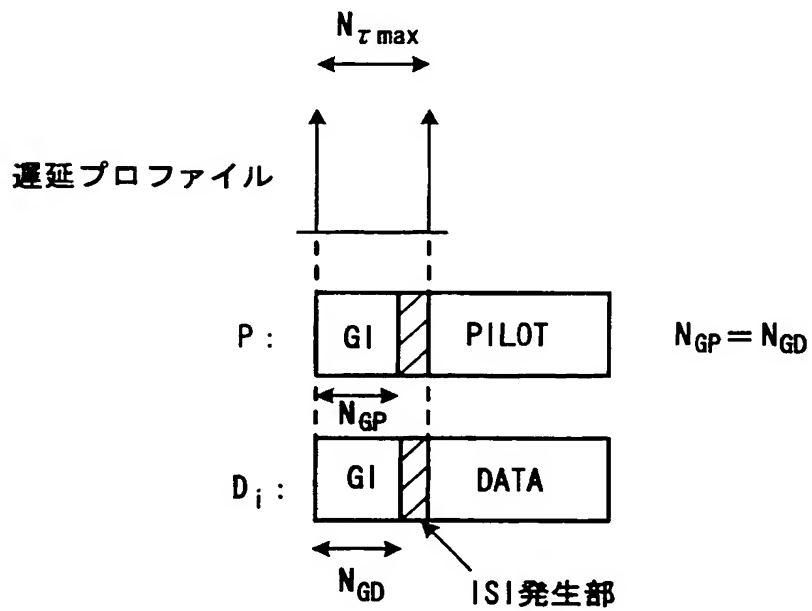
【図 3 4】



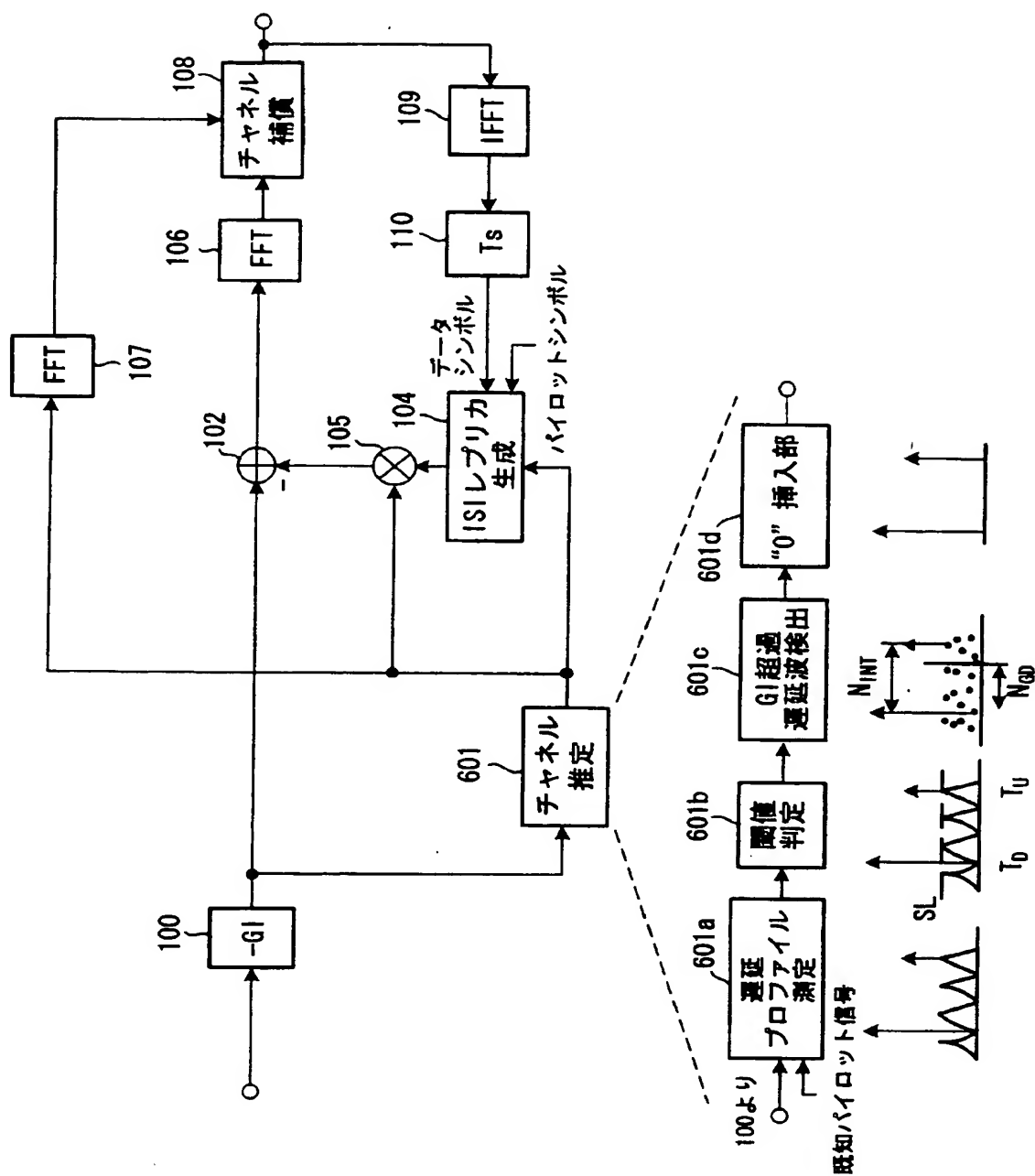
【図 3 5】



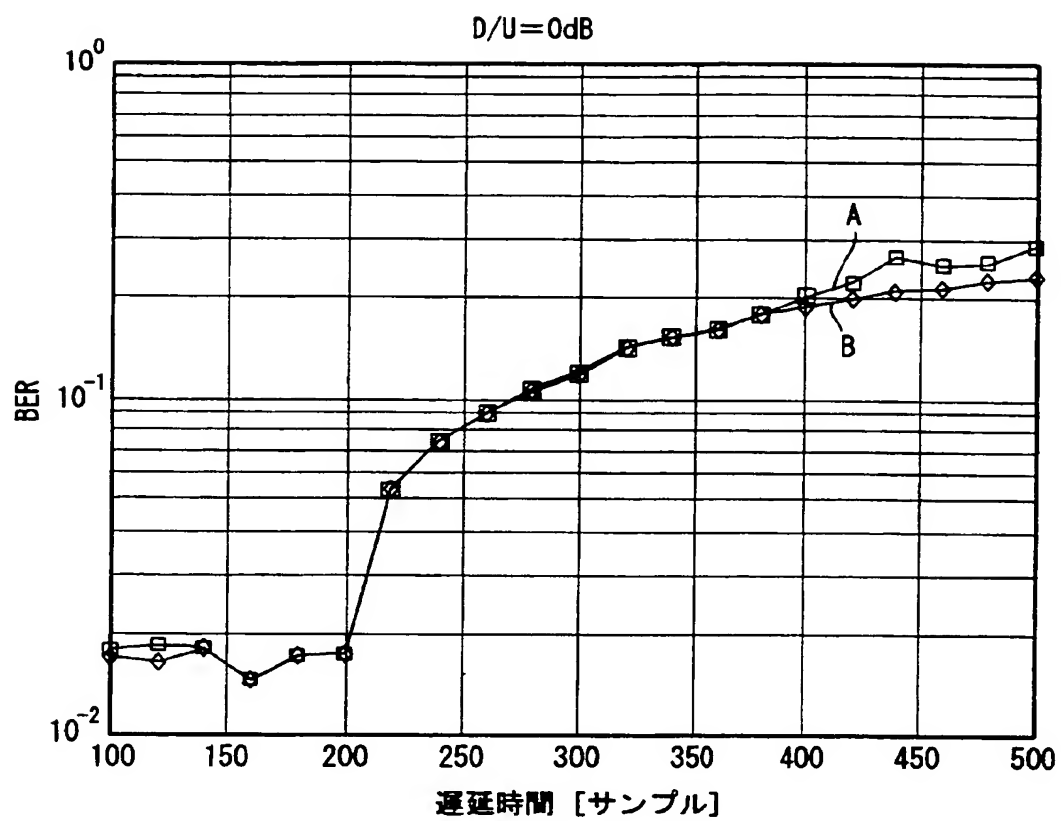
【図 3 6】



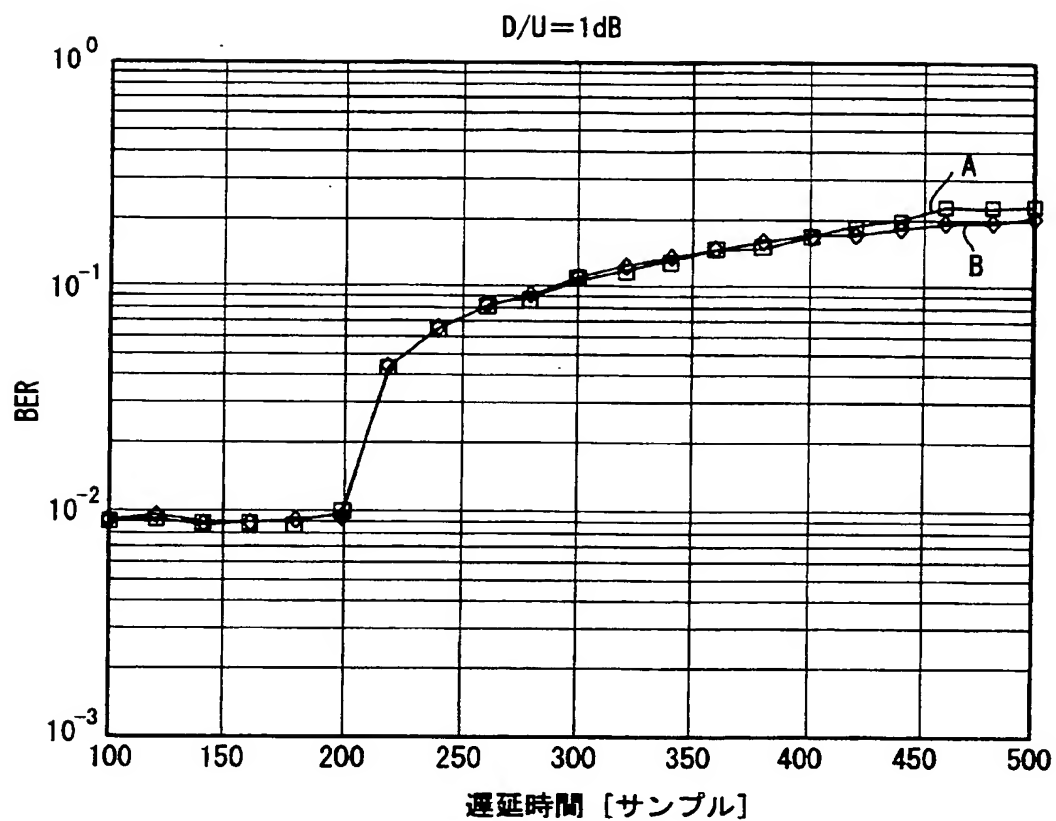
【図 37】



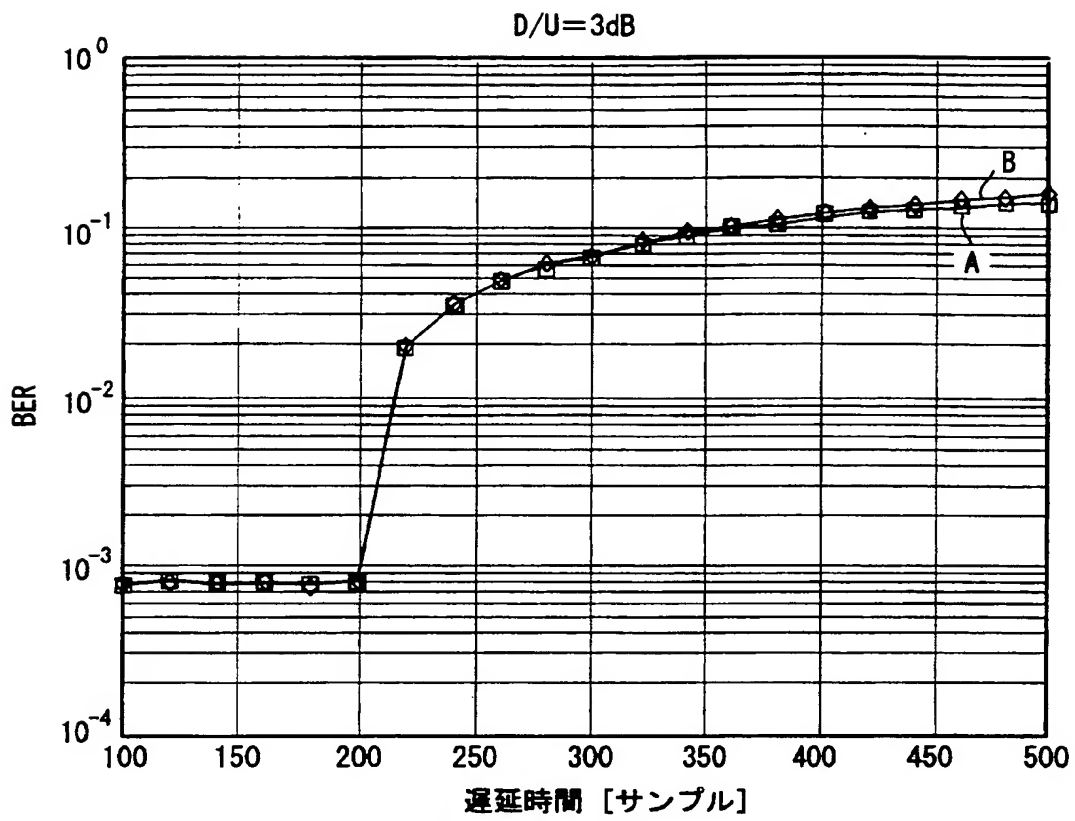
【図 38】



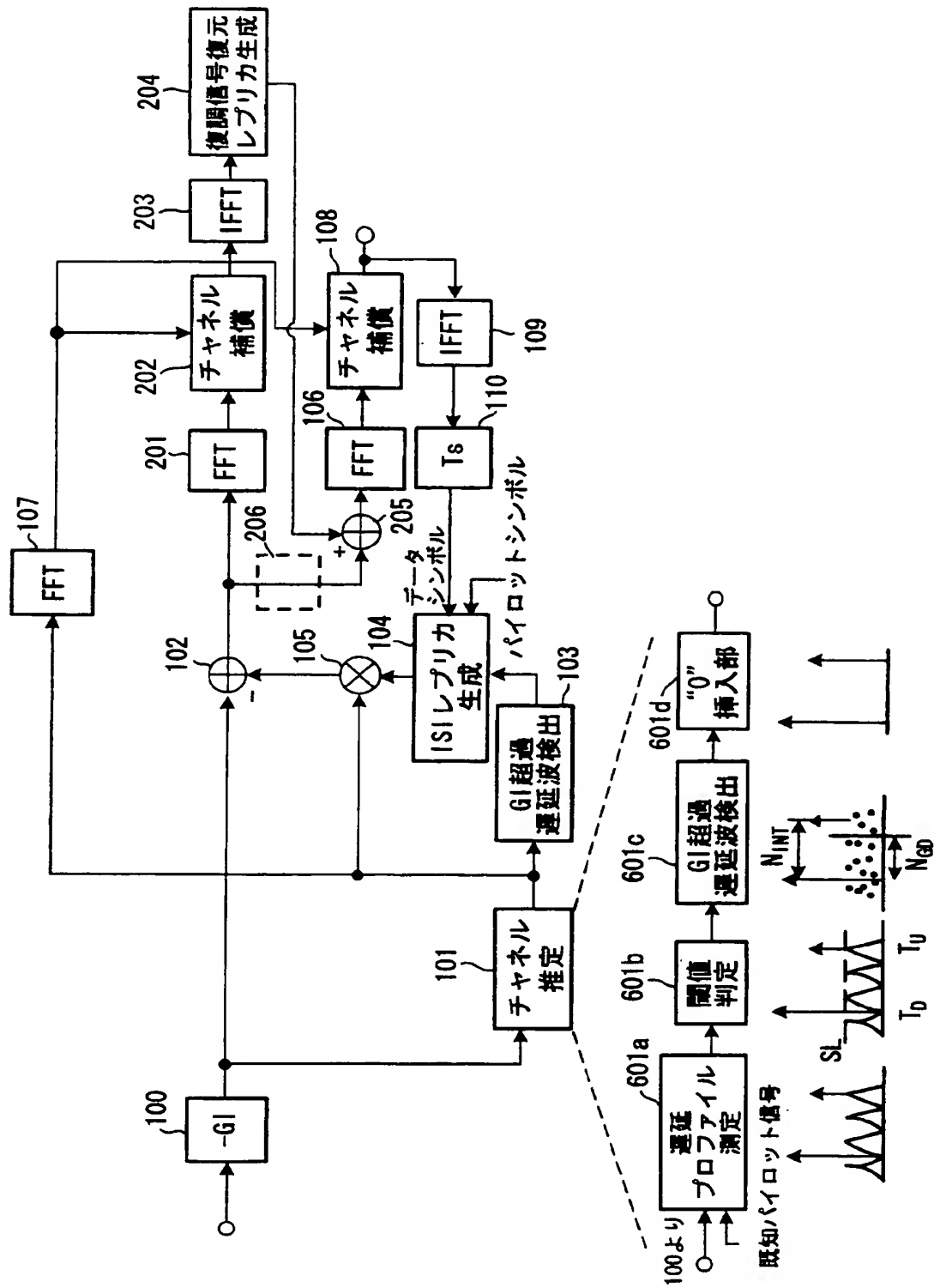
【図 39】



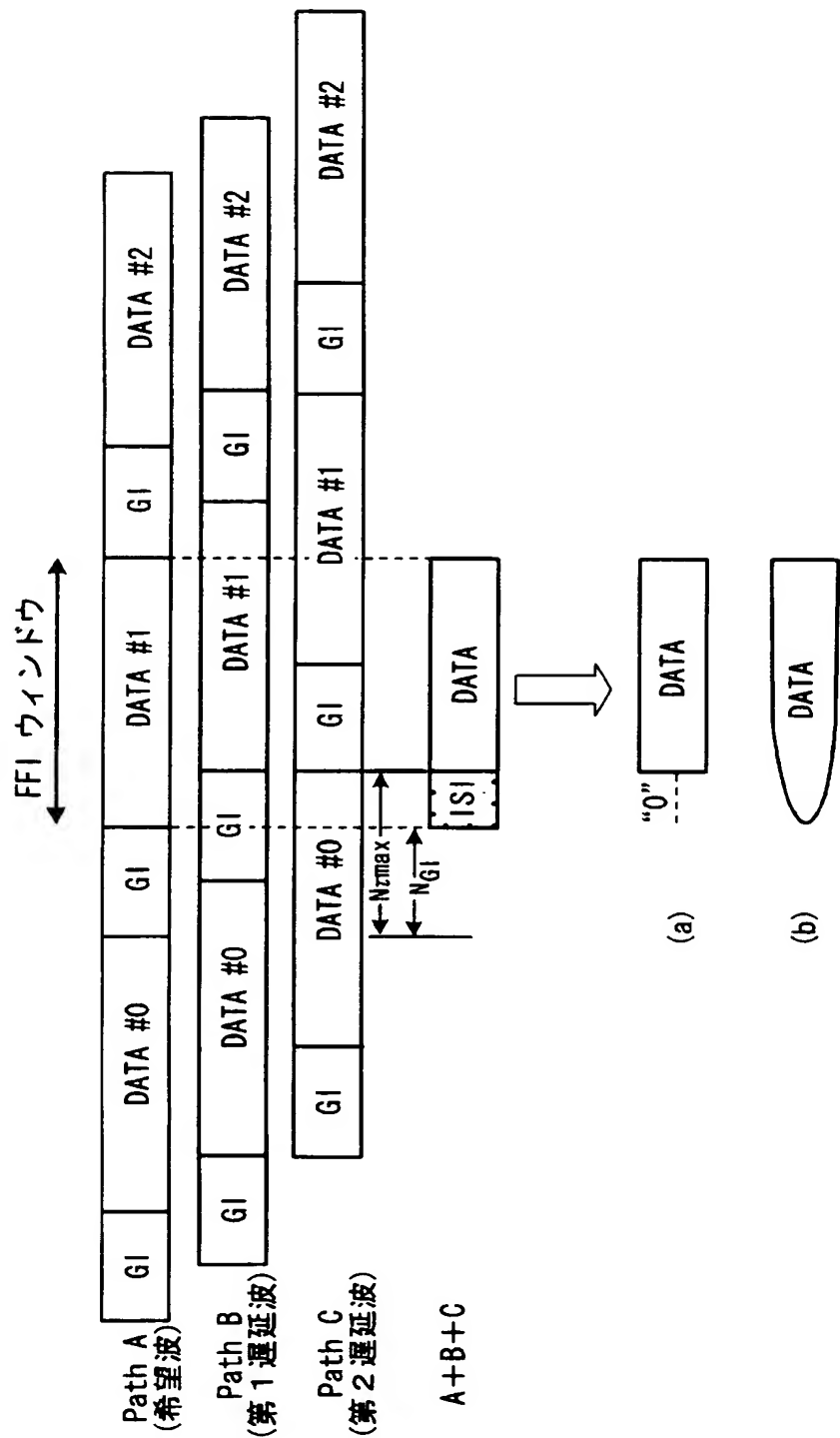
【図 40】



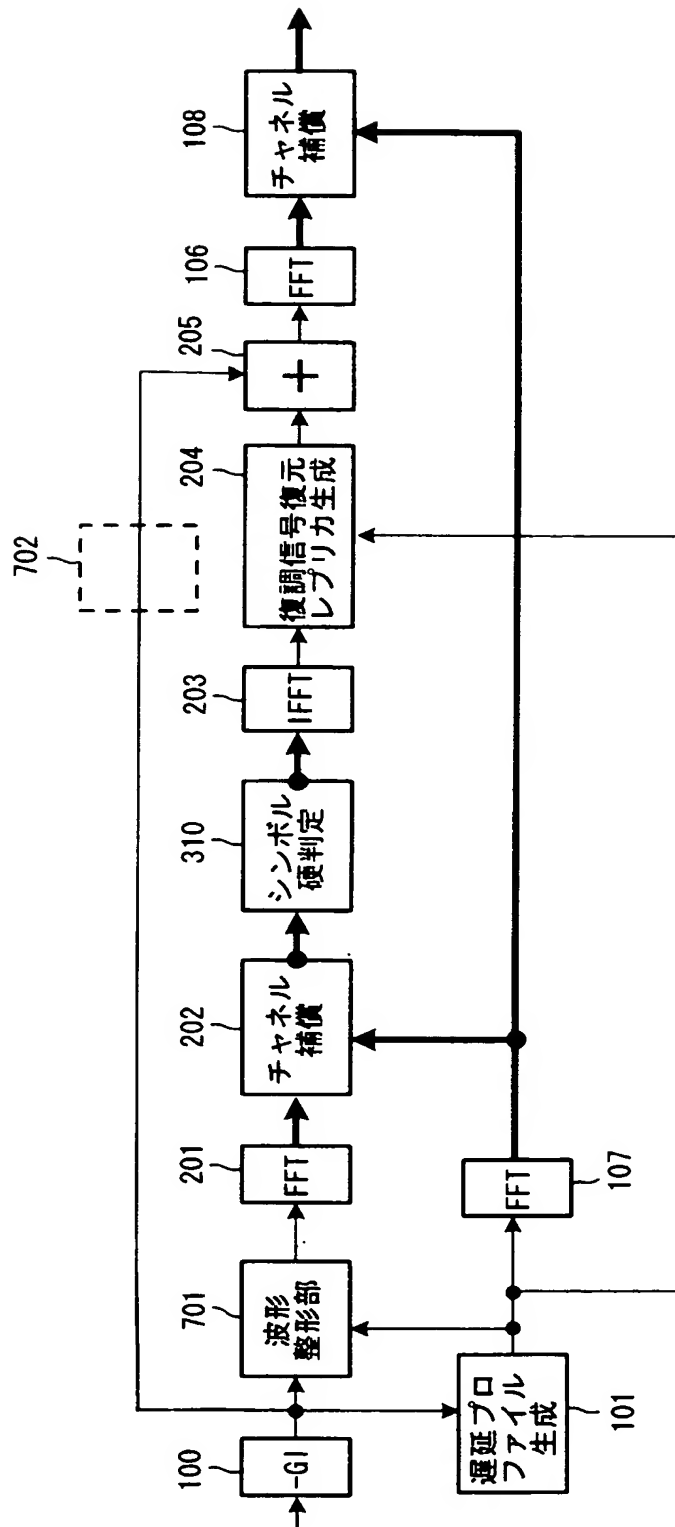
【図 4 1】



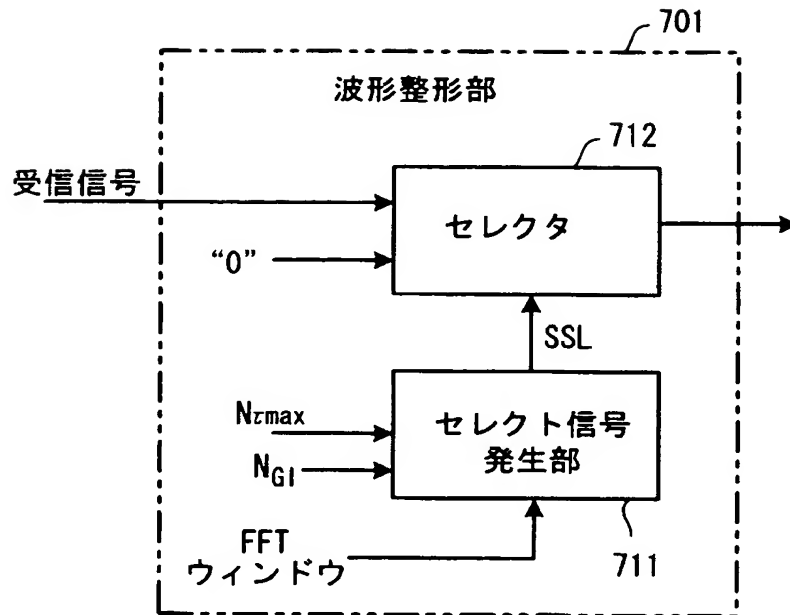
【図 4 2】



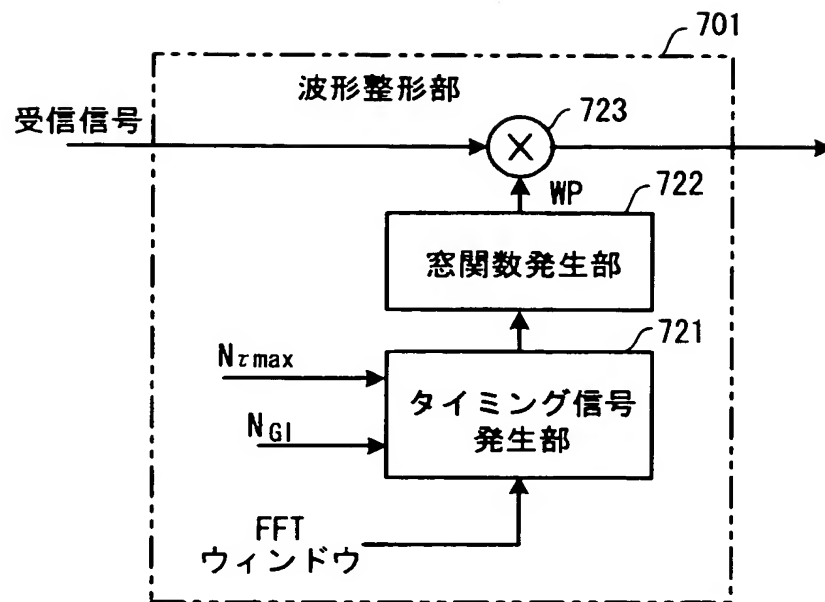
【図 43】



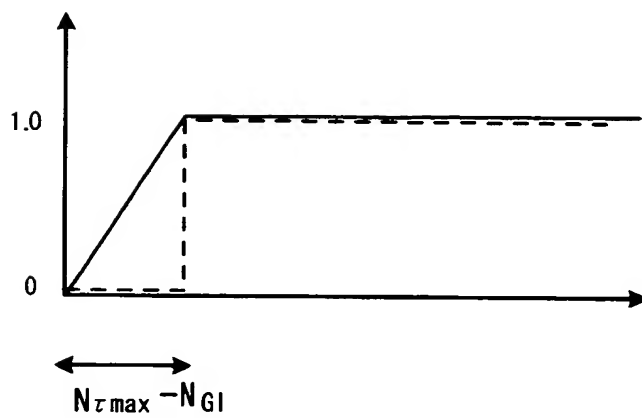
【図 4 4】



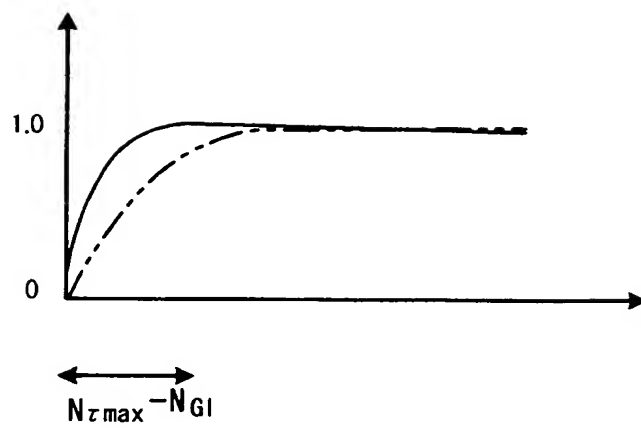
【図 4 5】



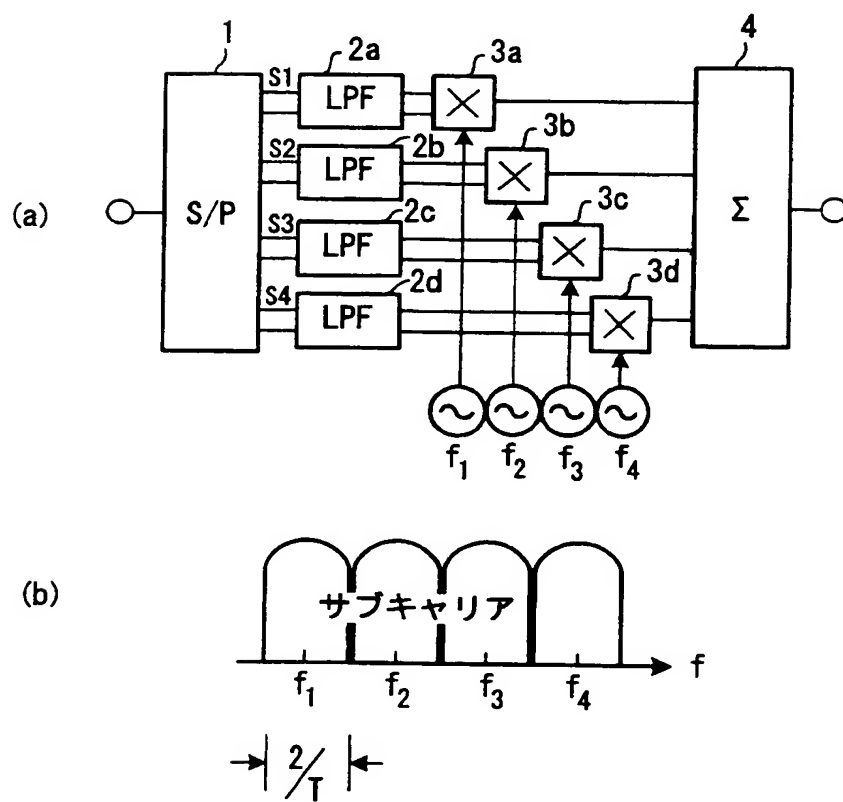
【図 4 6】



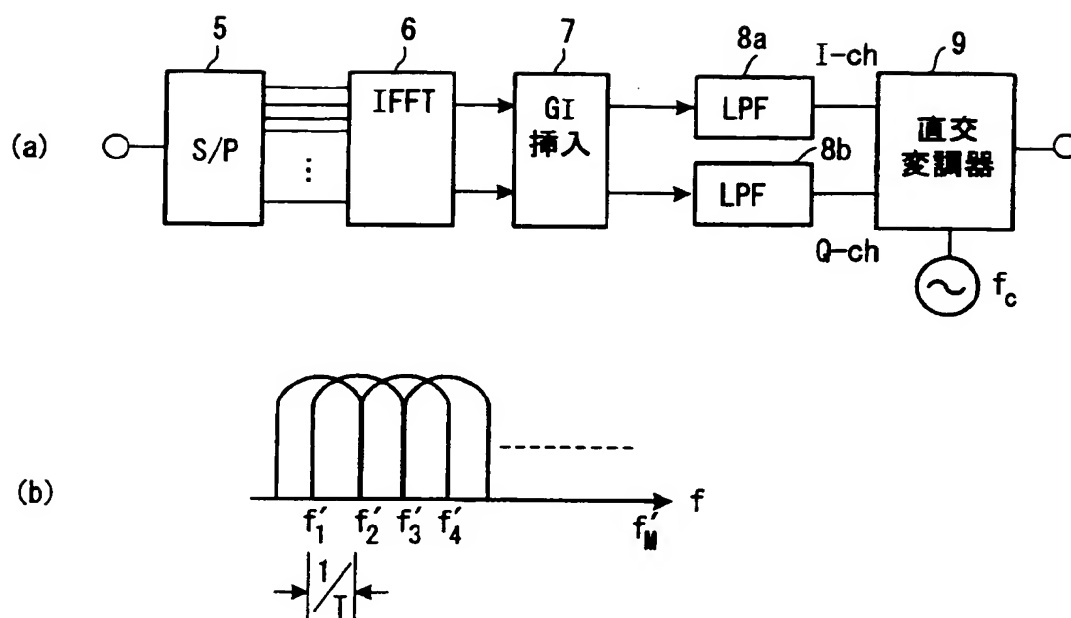
【図 4 7】



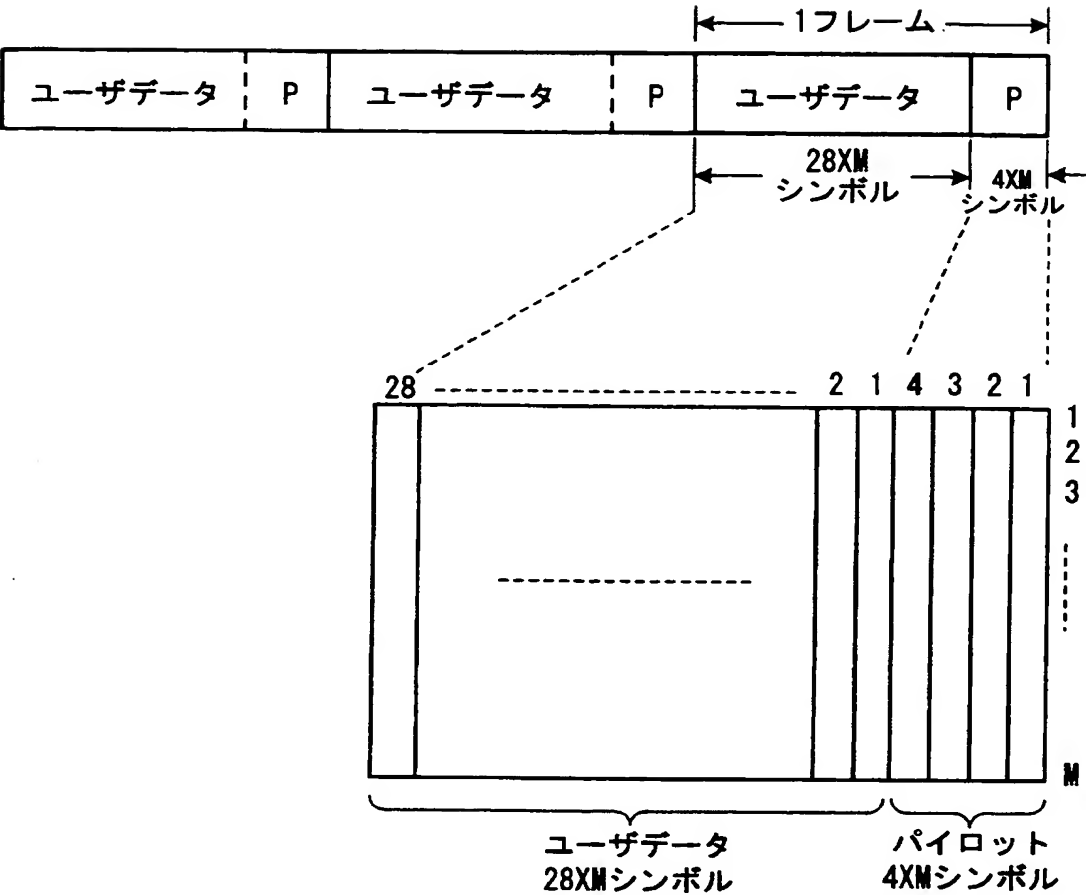
【図 4 8】



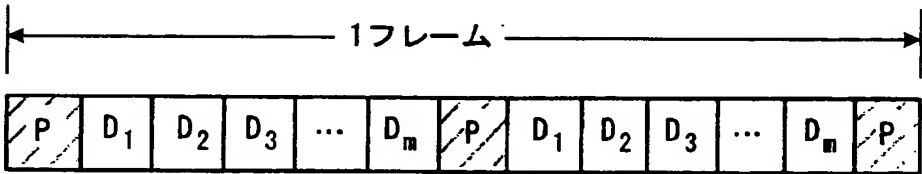
【図 4 9】



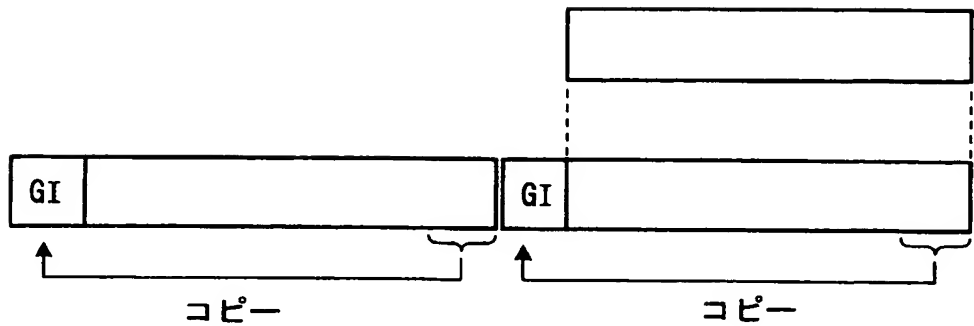
【図 5 0】



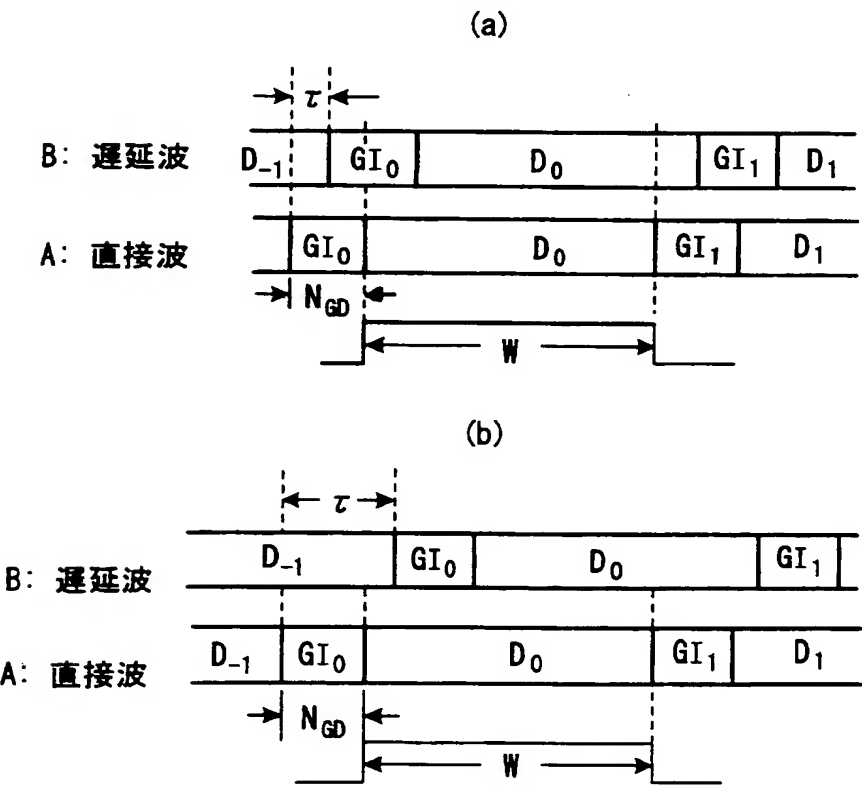
【図 5 1】



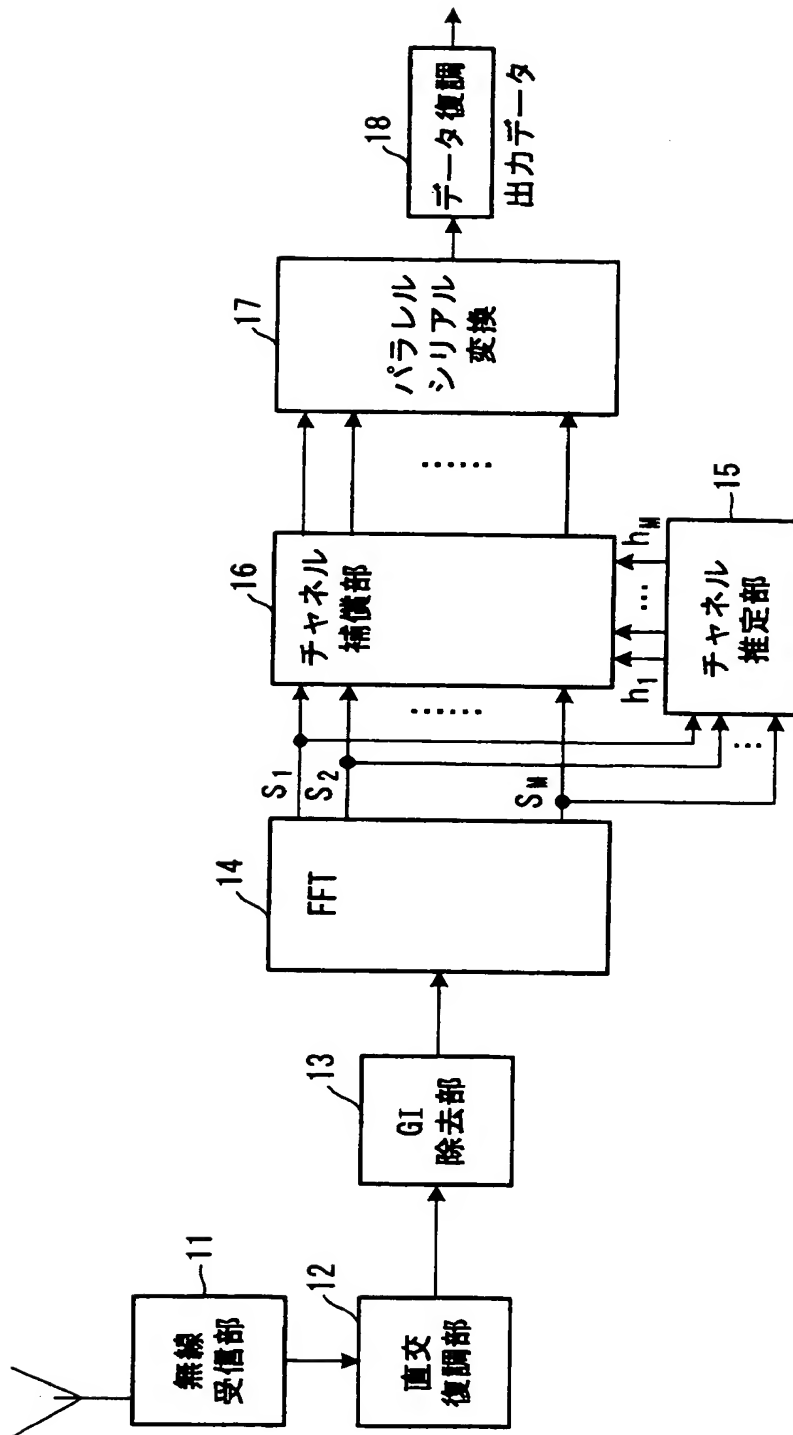
【図 5 2】



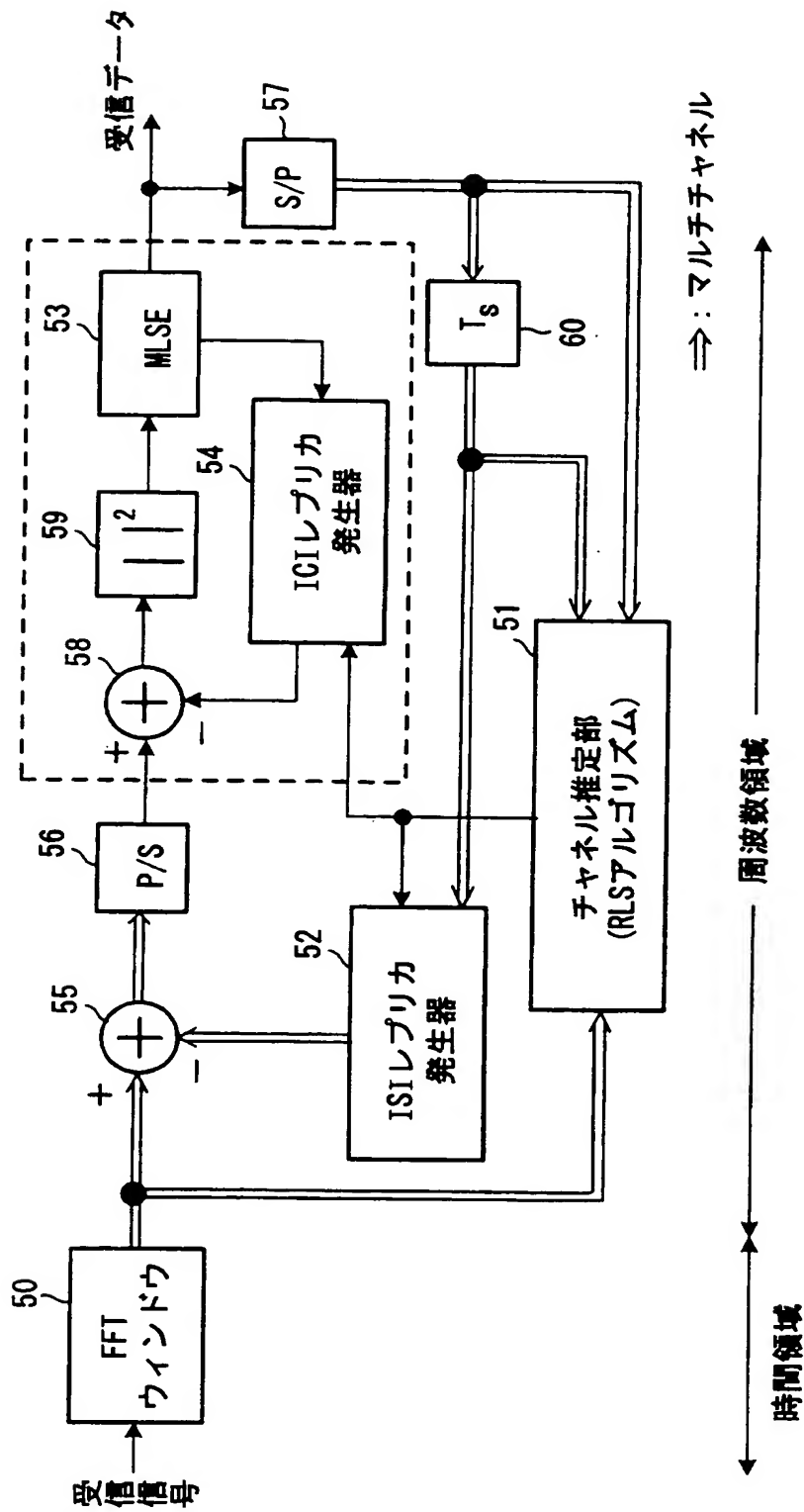
【図 5 3】



【図 5 4】



【図 55】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 ガードインターバルを超えた遅延波によるシンボル間干渉ISIおよびキャリア間干渉ICIを低減する。

【解決手段】 OFDM伝送方式における受信装置において、チャネル推定部101はデータのガードインターバル以上の遅延を有する遅延波の遅延プロファイルを測定し、GI超過遅延波検出部103は遅延プロファイルよりデータのガードインターバル以上の遅延時間部分をシンボル間干渉部分(ISI部分)として検出し、ISIレプリカ生成部104はシンボル間干渉部分に応じた既知シンボルの時間波形部分あるいは前シンボルの時間波形部分をISIレプリカとして発生し、減算部102は受信信号より該ISIレプリカを減算し、FFT演算部106は減算結果にFFT処理を施してデータを復調する。

【選択図】 図 3

特願 2 0 0 3 - 0 4 4 5 1 9

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[0 0 0 0 0 5 2 2 3]

1 . 変更年月日

1 9 9 0 年 8 月 2 4 日

[変更理由]

新規登録

住 所

神奈川県川崎市中原区上小田中 1 0 1 5 番地

氏 名

富士通株式会社

2 . 変更年月日

1 9 9 6 年 3 月 2 6 日

[変更理由]

住所変更

住 所

神奈川県川崎市中原区上小田中 4 丁目 1 番 1 号

氏 名

富士通株式会社